H. SCHREIBER

TECHNIQUE DE LA MODULATION DE FRÉQUENCE

FM

Principes de la modulation de fréquence
Amplification H. F. et M. F., conversion
Limiteurs d'amplitude et détecteurs
Récepteurs combinés, montages reflex
Appareils de mesure et leur emploi en F. M.
Réalisation et installation des antennes

SOCIÉTÉ DES EDITIONS RADIO - PARIS

LES MEILLEURS LIVRES DE RADIO

40 ABAQUES DE RADIO, par **A. de Gouvenain.** — Recueil d'abaques pour la solution rapide de nombreux problèmes de radioélectricité.
40 planches 24-32 cm accompagnées d'une brochure de 72 pages contenant les notions de théorie, le mode d'utilisation et de nombreux exemples numériques ..... **1.200 fr.**

500 PANNES, par **W. Sorokine.** — Cas de dépannage rencontrés dans la pratique avec exposé des symptômes, du diagnostic et de la réparation.
244 pages, format 13-21 ..... **600 fr.**

AIDE-MEMOIRE DU DEPANNEUR, par **W. Sorokine.** — Codes des couleurs, données numériques, calcul, réalisation et réparation des résistances, condensateurs, inductances et transformateurs.
96 pages, format 16-24 ..... **300 fr.**

BLOCS D'ACCORD, par **W. Sorokine.** — Toutes les données techniques des principaux blocs d'accord industriels. Schémas de branchement et procédure d'alignement.
Fascicule 1 et 2, 32 pages, format 21-27.
Chaque fascicule ..... **180 fr.**

LES BOBINAGES RADIO, par **H. Gilloux.** — Etude théorique et pratique des bobinages d'un récepteur ..... **240 fr.**

CARACTERISTIQUES OFFICIELLES DES LAMPES RADIO. — Courbes et caractéristiques détaillées.
32 pages, format 21-27 :
Fascicule 3 (lampes rimlock) ..... **210 fr.**
Fascicule 4 (lampes miniatures) ..... **210 fr.**
Fascicule 5 (tubes cathodiques) ..... **210 fr.**
Fascicule 6 (tubes noval) ..... **210 fr.**
Fascicule 7 (tubes noval - deuxième série) ..... **210 fr.**

CIRCUITS ELECTRONIQUES, par **J. P. Oehmichen.** — La solution de tous les problèmes électroniques. Etudes des signaux : production, transformation, mesure et utilisation.
256 pages, format 16-24 ..... **1.200 fr.**

COURS FONDAMENTAL DE RADIOELECTRICITE PRATIQUE, publié sous la direction de **W.-L. Everitt.** — Ouvrage de chevet de l'étudiant spécialisé en radio, et du technicien qui veut compléter la lecture de « La Radio... mais c'est très simple ».
Volume relié de 366 pages, format 16-24 ..... **1.080 fr.**

DEPANNAGE PROFESSIONNEL RADIO, par **E. Aisberg.** — Toutes les méthodes les plus modernes de dépannage telles que le « signal-tracing » et le « dépannage dynamique ».
120 pages, format 13-21 ..... **240 fr.**

DICTIONNAIRE RADIOTECHNIQUE ANGLAIS-FRANÇAIS, par **L. Gaudillat.** — Traduction de tous les termes et abréviations utilisés en électricité et radioélectricité. Tableaux d'unités anglaises et équivalences.
84 pages, format 13-18 ..... **240 fr.**

LABORATOIRE RADIO, par **F. Haas.** — Tout ce qui concerne le laboratoire : sources de tension, instruments de mesure, voltmètres électroniques, oscillographe cathodique, étalons d'impédance, etc...
180 pages, format 13-21 ..... **360 fr.**

LA RADIO ?... MAIS C'EST TRES SIMPLE, par **E. Aisberg.** — Le meilleur ouvrage d'initiation.
152 pages, format 13-23 ..... **420 fr.**

LEXIQUE OFFICIEL DES LAMPES RADIO, par **L. Gaudillat.** — Sous une forme pratique et condensée, toutes les caractéristiques de service, les culottages et équivalences des lampes européennes et américaines.
80 pages, format 13-22 ..... **300 fr.**

MANUEL DE CONSTRUCTION RADIO, par **J. Lafaye.** — Etude de la construction d'un châssis et du choix des pièces détachées.
96 pages, format 16-24 ..... **180 fr.**

MATHEMATIQUES POUR TECHNICIENS, par **E. Aisberg.** — Cours complet d'arithmétique et algèbre destiné aux techniciens. Nombreux problèmes avec leurs solutions.
288 pages, format 15-24 ..... **540 fr.**

MESURES RADIO, par **F. Haas.** — Ce livre est la suite logique du « Laboratoire Radio » du même auteur.
200 pages, format 13-21 ..... **450 fr.**

METHODE DYNAMIQUE DE DEPANNAGE ET DE MISE AU POINT, par **E. Aisberg** et **A.** et **G. Nissen.** — Mesure des principales caractéristiques des récepteurs; relevé des courbes correspondantes; applications à la mise au point, au contrôle de fabrication et au dépannage.
120 pages (plus dépliant), format 13-21 ..... **240 fr.**

MAJORATION DE 10 % POUR FRAIS D'EXPÉDITION (minimum 30 fr.)

TECHNIQUE

de la

MODULATION DE FRÉQUENCE

DU MÊME AUTEUR

chez le même Editeur :

LE MULTI-TRACER

Conception, réalisation et applications variées d'un appareil universel de radio-dépannage rapide.

TECHNIQUE ET APPLICATIONS DES TRANSISTORS

Propriétés, fonctionnement, technologie ; contrôles et mesures ; amplificateurs, détecteurs et oscillateurs à transistors ; réalisation des récepteurs.

Le texte du présent ouvrage constitue une mise à jour largement complétée d'une série d'articles publiés par l'auteur dans les revues TOUTE LA RADIO, RADIO CONSTRUCTEUR et TELEVISION.

H. SCHREIBER

TECHNIQUE DE LA MODULATION DE FRÉQUENCE

Principes de la modulation de fréquence

Amplification H. F. et M. F., conversion

Limiteurs d'amplitude et détecteurs

Récepteurs combinés, montages reflex

Appareils de mesure et leur emploi en F. M.

Réalisation et installation des antennes

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

9, rue Jacob, 9 - PARIS-6e

Tous droits de reproduction
et de traduction réservés pour tous les pays.

Copyright 1955 by
ÉDITIONS RADIO, Paris

Dépôt légal : 4e trimestre 1955
Editeur N° 196 Imprimeur N° 319

Imprimerie WALLON — Vichy (Allier)
PRINTED IN FRANCE

PRÉFACE

Esope, parlant de la langue, disait qu'elle était la meilleure et la pire des choses. Ainsi de l'oreille. Car ce chef-d'œuvre de précision, ce triomphe d'une miniaturisation, dont l'auteur demeure inconnu de notre science moderne, est capable d'exceptionnelles performances. D'une étonnante plasticité, elle subit sans dol apparent des bruits d'une incroyable intensité, tout en demeurant susceptible de percevoir des sons d'une extrême ténuité.

Par cette fenêtre ouverte sur le monde extérieur pénètrent les sons grâce auxquels nous entrons en contact avec nos semblables; et ce contact ne requiert qu'une minime fraction de la gamme audible. Mais l'oreille est également responsable de sensations esthétiques qui charment notre esprit toujours avide de beauté.

En permettant à un quelconque auditeur d'entendre, sans quitter son fauteuil, les Maîtres-Chanteurs en provenance de Stuttgart ou la Tosca de Milan, la radio accomplit naguère un miracle. Mais l'homme est sans cesse à la recherche de la perfection. Et ce qui le satisfaisait hier lui semble insuffisant aujourd'hui. La plage de 9 kHz, attribuée par des « Plans » successifs aux émissions sur ondes moyennes, limitait depuis longtemps à 4 500 Hz les fréquences transmises à l'oreille. Et des parasites de toute nature rendaient, de plus, vaine toute prétention à une audition de qualité.

Le désir d'étendre, pour la satisfaction des mélomanes devenus depuis quelques années des fidèles de la haute fidélité, une gamme sonore déplorablement rétrécie suscita chez les techniciens des recherches fécondes. Le nom d'ARMSTRONG demeure attaché à un nouveau procédé d'émission éliminant les effets des indésirables parasites et respectant les harmoniques dont on sait qu'ils caractérisent le timbre propre à chaque instrument de musique. Procédé de prime abord révolutionnaire, et qui se heurta aux conformistes dont, malheureusement, la science contemporaine possède un échantillonnage très complet. Mais toute découverte porte en soi une force qui ouvre une brèche dans les plus solides bastions. Et la modulation de fréquence, car c'est d'elle qu'il s'agit, s'installa victorieusement auprès de sa sœur la modulation d'amplitude.

Nous nous garderons de préciser en quoi les deux procédés se différencient, le présent ouvrage ouvrant le feu en consacrant à ce sujet, comme il se doit, son

premier chapitre. Aussi bien ne s'agit-il pas d'un livre hautement théorique, où les intégrales déploient leurs gracieuses arabesques, mais bien d'un travail exécuté par un praticien; d'une œuvre vécue par l'auteur qui allie, avec un rare bonheur, les connaissances techniques les plus étendues à l'expérience d'un sujet dont il a épuisé toutes les finesses.

Après avoir exposé le principe du fonctionnement de tel étage d'un récepteur à modulation de fréquence, discuté avec lui-même de la meilleure solution à choisir, H. SCHREIBER passe à l'exécution matérielle et en donne tous les détails. Mais il ne s'en tient pas là, car il sait combien le châssis le mieux câblé recèle de traîtrises. Etage par étage, il dissèque le récepteur, expose ce qu'une longue expérience lui a enseigné, fait toucher du doigt les phénomènes avec lesquels le réalisateur peut se trouver aux prises. Et comme, aux fréquences de 100 MHz, la mise au point s'avère moins aisée que sur la gamme P.O., il pousse le souci jusqu'à décrire d'une façon détaillée un générateur modulé en fréquence, permettant le réglage d'un récepteur combiné F. M./A. M.

Nous ne nous étendrons pas sur l'examen auquel il se livre, en cours de route, de l'utilisation des tubes dans deux et même trois fonctions différentes, ni sur les antennes dont il décrit les différentes réalisations. Mais nous insisterons sur le chapitre réservé aux mesures, dont la clarté témoigne du désir de documenter à fond sur cette importante question.

Tout dans le livre de H. SCHREIBER est pensé, pesé, vécu. Et ce n'est pas l'un des moindres mérites de l'auteur que d'avoir, avant de l'écrire, monté et mis au point nombre de récepteurs à modulation de fréquence. Ce praticien consommé, auquel l'on devait récemment une étude théorique et pratique sur les transitors, était plus qualifié que quiconque pour exposer tout ce qu'il faut savoir pour recevoir correctement les émissions à modulation de fréquence.

Les fidèles de la haute fidélité, entendons par là ceux qui veulent écouter des émissions dont la hauteur, l'amplitude et le timbre des sons soient parfaitement reproduits par leur récepteur sauront gré à H. SCHREIBER de leur avoir fourni tous les moyens pour obtenir ce résultat. Et le très vif plaisir que nous avons pris à le lire détermine en nous la certitude que son ouvrage, consciencieux et très largement documenté, connaîtra le succès le plus mérité.

J. BOURCIEZ.

CHAPITRE PREMIER

PRINCIPES DE LA MODULATION DE FREQUENCE

L'embarras des longueurs d'onde

Le développement de la radio ne vise, tout compte fait, que deux buts : augmenter la qualité de la reproduction à la réception et augmenter la puissance, la portée et le nombre des postes à l'émission. On s'est aperçu très vite que ces deux exigences s'opposent sur le plan de la répartition des longueurs d'ondes. En effet, si le nombre des émetteurs continue d'augmenter comme pendant ces dernières années, nous lirons bientôt dans les manuels de radio que la zone d'écoute agréable ne se définit plus par le champ de l'émetteur intéressé, mais par ceux des émetteurs qui partagent sa longueur d'onde.

Pour sortir de l'embarras, on a proposé et essayé différentes méthodes ; d'une part des procédés qui tendent à resserrer les émissions dans les gammes actuelles, sans leur faire perdre une fidélité déjà assez douteuse, et d'autre part on a cherché des gammes d'ondes encore « vierges » pour y placer des émissions dont la fidélité dépasse de beaucoup le standard actuel.

Ces deux solutions connaissent plusieurs variantes et chacune d'elles des promoteurs plus ou moins fervents et désintéressés. Il ne suffit pas, en effet, d'imaginer et de mettre au point une solution, il faut encore qu'elle soit applicable sans modification onéreuse aux récepteurs actuellement en usage.

Dans la première catégorie de ces procédés rentrent les méthodes utilisables sur ondes moyennes, comme la modulation d'amplitude à bande latérale unique. Pratiquement, ils s'avèrent inapplicables, car ils entraîneraient des modifications trop profondes sur les récepteurs actuellement en usage. Il a donc bien fallu qu'on se tourne vers les ondes très courtes ; et pendant plusieurs années on a fait, dans divers pays, des essais pour savoir si le procédé classique de la modulation d'amplitude ne pourrait pas être remplacé par un autre donnant une meilleure fidélité.

On s'est décidé, finalement, pour la modulation de fréquence, et cela parce qu'elle est beaucoup moins sensible aux perturbations de toute nature que la modulation d'amplitude. La modulation de fréquence est désignée par les lettres F. M., qui sont les initiales de l'expression anglaise équivalente Frequency Modulation.

D'autres avantages essentiels sont propres à la modulation de fréquence : elle permet un rapport de dynamique orchestrale correspondant à une reproduction fidèle ; elle donne lieu à des zones de perturbation très restreintes quand deux émetteurs utilisent une même fréquence, et elle dessert un territoire donné avec une puissance d'émission plusieurs fois plus faible qu'en modulation d'amplitude.

Qu'est-ce que la modulation de fréquence ?

Nous donnerons, plus loin, des explications détaillées quant aux propriétés de la F. M. que nous venons de mentionner. Avant de les aborder, nous devons, toutefois, faire une connaissance plus intime avec le caractère de cette modulation.

Pour qu'on puisse mieux saisir la différence, nous allons d'abord rappeler le principe de la modulation d'amplitude (A. M.). Ici, l'intensité ou *amplitude* de l'onde émise varie avec le signal B. F., issu du microphone. Le pilote, engendrant la porteuse sous forme d'une entretenue pure, se trouve suivi par un étage modulateur, agissant comme un robinet ou un potentiomètre de puissance sur l'onde. La figure 1 illustre ce principe ; le signal B. F. se retrouve dans l'enveloppe du signal H. F. issu du modulateur. En prenant isolément une période de ce signal complexe, on voit qu'elle ne correspond pas exactement à une sinusoïde pure. En effet, le signal modulé en amplitude est composé de trois fréquences différentes : la porteuse et les deux bandes latérales. L'écart entre chacune des ces fréquences est égal à la fréquence de modulation B. F. ; et l'amplitude des fréquences latérales est d'autant plus élevée que le degré de modulation est plus fort, c'est-à-dire que la modulation est plus profonde.

On voit qu'il faut un certain espace, ou un canal assez large, pour chaque émission. La valeur actuellement adoptée étant de 9 kHz, la fréquence la plus élevée qu'on peut transmettre est donc de 4 500 Hz. On s'impose là une restriction assez pénible, car l'oreille est, en effet, encore sensible à des fréquences trois fois plus élevées, et ces fréquences définissent précisément le timbre de la musique. L'émission en ondes très courtes, modulée en fréquence, par contre, est apte à transmettre intégralement la gamme des fréquences audibles.

En modulation de fréquence, pilote et modulateur forment un même étage (fig. 1 *a*). La modulation agit ici, comme son nom l'indique, sur la *fréquence* du circuit oscillant qui varie ainsi selon le rythme de la B. F. On peut, par exemple, brancher un microphone-condensateur aux bornes de ce circuit ; les vibrations de la voix transmises sur sa membrane font alors varier la fréquence du pilote. Il est évident que cette variation est d'autant plus intense que l'amplitude de modulation est plus forte (fig. 2 *b* et *c*), et d'autant plus rapide que la fréquence de modulation est plus élevée (fig. 2 *d* et *e*).

Bien qu'il soit possible d'utiliser le procédé du microphone-condensateur à l'émission, on fait, en général, appel à des modulateurs de fréquence électroniques dont nous verrons quelques types dans le chapitre consacré aux appareils de mesure. On conçoit, en effet, que la fréquence d'émission ne sera pas suffisamment stable avec un procédé aussi simple. De plus, les variations de capacité produites par le microphone-condensateur étant très faibles, les variations de fréquence correspondantes, qu'on appelle *excursion*, sont également très réduites. Dans les émetteurs F. M., on utilise encore un procédé très apparenté à la modulation de fréquence, la modulation de phase. Ce livre étant exclusivement consacré à la technique des récepteurs, il nous est impossible d'entrer dans les détails de ce procédé. Pour nos lecteurs intéressés à la théorie de la modulation, nous avons, toutefois, réuni les développements détaillés des modulations d'amplitude, de phase et de fréquence dans un appendice à la fin de cet ouvrage. Bien entendu, la connaissance de ces théories n'est nullement indispensable pour la compréhension de ce qui va suivre.

Excursion et taux de modulation

En F. M., on ne peut parler, comme en A. M., d'un degré de modulation. L'excursion peut, évidemment, s'exprimer en pourcentage de la fréquence porteuse ; un émetteur travaillant sur une fréquence de 100 MHz avec une plage de modulation de 50 kHz de

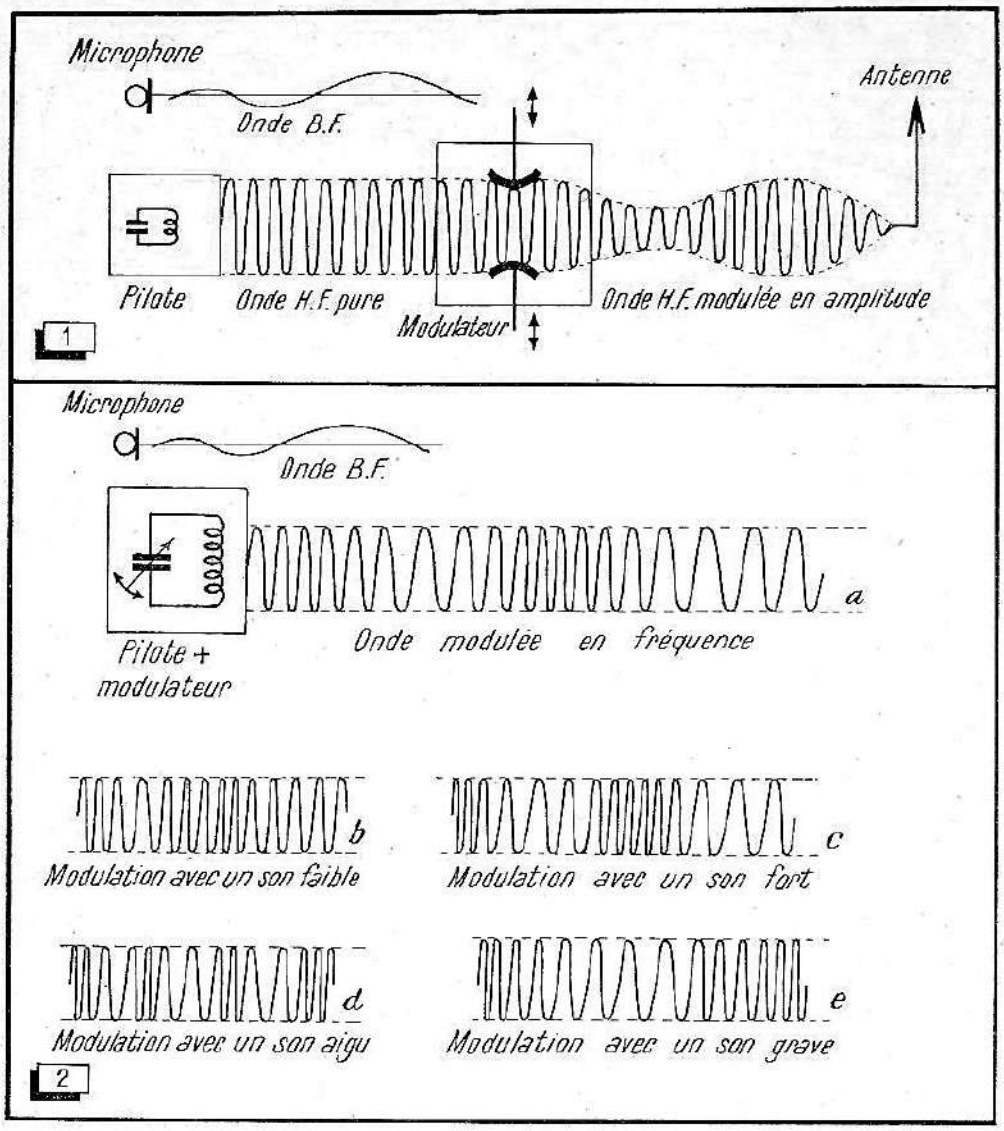


Fig. 1. — Principe de la modulation d'amplitude.

Fig. 2. — Principe de la modulation de fréquence.

part et autre de cette fréquence aurait donc une excursion de ± 0,05 %. Mais si ce signal subit un changement de fréquence ramenant sa porteuse à 10 MHz par exemple, on voit que l'excursion relative se trouve décuplée. Le degré de modulation en A. M. reste, par contre, constant, quel que soit le changement qu'on fait subir à la fréquence porteuse.

Il est donc nécessaire de mesurer l'excursion en valeur absolue ; et, pour citer immédiatement des chiffres pratiques, indiquons que les émetteurs F. M. de la gamme de 87 à 100 MHz travaillent, dans le monde entier, avec une excursion maximum de ± 75 kHz. Cette excursion est proportionnelle à la valeur instantanée de l'amplitude de modulation.

Les bandes latérales

Il serait erroné de conclure, d'après les considérations précédentes sur l'excursion, que le spectre des fréquences émises par un émetteur F. M. ne s'étend que de 75 kHz de part et autre de sa porteuse. Au lieu des deux fréquences latérales bien connues en A. M., nous en avons, en F. M., un nombre théoriquement infini. Leur amplitude diminue, heureusement, avec leur écart de la porteuse, et on peut les négliger à partir d'un certain rang.

Dans la modulation de fréquence à bande étroite, utilisée quelquefois par les amateurs-émetteurs et où l'excursion est de l'ordre de la fréquence de modulation la plus élevée à transmettre, il suffit de respecter les deux premières fréquences latérales (fig. 3). Comme en A. M., leur distance de la porteuse est égale à la fréquence de modulation.

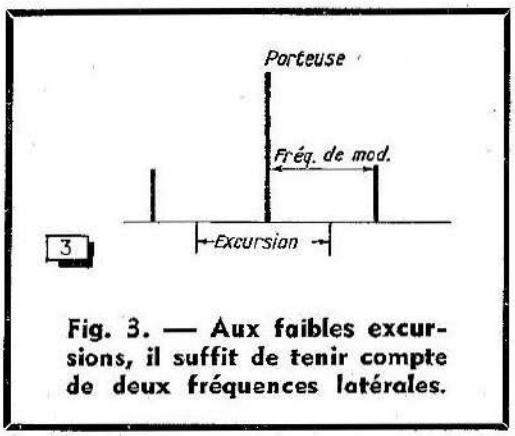


Fig. 3. — Aux faibles excursions, il suffit de tenir compte de deux fréquences latérales.

Il est possible de supprimer la porteuse et une bande latérale et de ne conserver que l'autre ; et il est curieux de constater qu'alors le produit de cette opération ne se distingue en rien de la modulation d'amplitude à bande latérale unique.

Avec les valeurs d'excursion utilisées en radiodiffusion, le nombre des fréquences latérales devient plus important (fig. 4). Leur distance est toujours égale à la fréquence de modulation, mais on voit que leur amplitude ne décroît pas nécessairement avec leur écart de la porteuse. Le spectre de fréquences total à transmettre est donc de 3/2 environ de la plage couverte par l'excursion, soit 225 kHz au total. On doit tenir compte de ce chiffre pour l'établissement des amplificateurs M. F. La position exacte des diverses fréquences latérales peut être calculée par les fonctions de Bessel (voir appendice).

On est en droit d'être un peu surpris de lire que des largeurs de bandes aussi fortes soient nécessaires en modulation de fréquence, tandis qu'en modulation d'amplitude une bande de 30 kHz environ serait suffisante pour transmettre toutes les finesses d'un signal musical. Nous verrons, par la suite, que cette largeur de bande est en rapport avec l'effet anti-parasites. Mais, d'une façon générale, la radiodiffusion sur ondes très courtes ne peut utiliser des bandes très étroites. D'une part, la stabilité des oscillateurs est trop faible, et d'autre part, on ne peut que difficilement réaliser des transformateurs M. F. suffisamment sélectifs. Pour éviter des perturbations (fréquence image, entraînement des oscillateurs) on est, en effet, obligé de choisir une M. F. de l'ordre de 10 MHz.

L'effet anti-parasites

Nous avons vu que, en F. M., l'amplitude du signal H. F. reste constante, quelle que soit l'amplitude ou la fréquence du signal de modulation. Comme les perturbations affectent principalement cette amplitude H. F., il doit être possible de les éliminer par un limiteur.

Un tel limiteur possède, dans sa forme idéale, une caractéristique telle que l'indique la figure 5. Malheureusement, il n'est pas capable d'éliminer entièrement la perturbation, comme on le voit dans la figure 5 d'une manière peut-être un peu

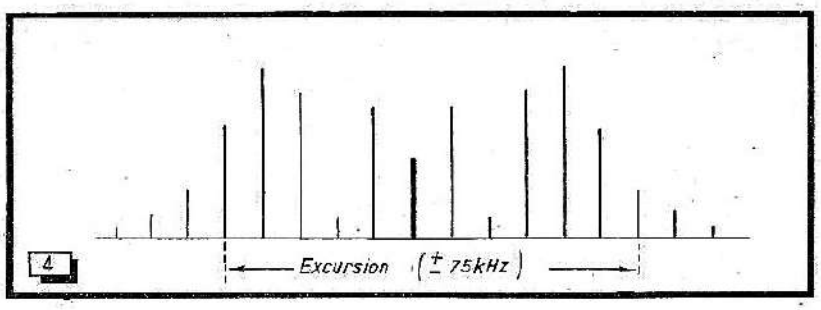


Fig. 4. — Spectre d'une émission F. M. (excursion ± 75 kHz, fréquence de modulation 15 kHz).

simpliste : la période parasitée ne possède plus la même forme que ses voisines après écrêtage ; elle est donc, prise toute seule, d'une fréquence différente. Or, comme notre détecteur sera précisément sensible aux variations de fréquence, la période parasitée se manifestera par un crachement désagréable dans le haut-parleur.

En réalité, les choses se passent d'une manière moins simple, et leur développement mathématique entraînerait assez loin. Retenons donc seulement ceci : une perturbation dont la fréquence est égale à celle de la porteuse reçue reste parfaitement inaudible. Au fur et à mesure que la fréquence de la perturbation s'écarte de cette valeur, elle est perçue avec une amplitude de plus en plus forte. Enfin, si elle est émise sur une des extrémités de la plage couverte par l'excursion, elle a le même effet qu'en modulation d'amplitude. Le battement d'interférence auquel donne lieu la perturbation est, évidemment, égal à la différence entre les fréquences porteuse et perturbatrice.

Ces considérations, applicables, pour l'instant, à une perturbation de fréquence définie (émission entretenue) sont résumées dans la figure 6. Les traits verticaux dans le grand triangle inférieur représentent l'amplitude avec laquelle on perçoit une perturbation émise sur des fréquences plus ou moins écartées de la porteuse. Or, les perturbations qu'on rencontre en pratique couvrent en général toute une plage de fréquences. C'est donc la surface du triangle ABC qui représente l'amplitude de la perturbation en F. M. En A. M., elle est égale au rectangle ABCD. D'après ces considérations, la F. M. serait donc moitié moins sensible aux perturbations que la A. M.

Or, nous n'avons pas encore tenu compte du fait que les battements supérieurs à 15 kHz sont inaudibles. En réalité, ce n'est donc que la surface du triangle AEF qui exprime l'amplitude des perturbations perceptibles. L'effet anti-parasites ainsi obtenu constitue une amélioration de 18,75 dB par rapport à la modulation d'amplitude. On voit, en même temps, l'avantage des excursions importantes.

La préaccentuation

Nous avons vu (fig. 6) que les perturbations donnent principalement lieu à des sons aigus. On peut donc les étouffer d'une manière beaucoup plus efficace qu'en A. M. en affaiblissant, à la réception, la reproduction des fréquences élevées. Pour que la fidélité n'en souffre pas, on relève l'amplification de ces mêmes fréquences à l'émission. Cette opération s'appelle *préaccentuation*, ou, incorrectement, pré-emphase.

Une suramplification des aiguës ne peut, évidemment, se faire qu'au détriment de l'amplification des graves ; la puissance utile d'un émetteur se trouve donc quelque peu diminuée par la préaccentuation. Toutefois, elle permet de diminuer le niveau des perturbations de 23 dB par rapport à la modulation d'amplitude.

Afin qu'on puisse opérer, à la réception, la *désaccentuation correspondante*, le taux de préaccentuation est fixé par une norme : la constante de temps du circuit correcteur doit être de 50 microsecondes. Ce dernier (fig. 7) consiste simplement en un condensateur et une résistance ; le produit de leurs valeurs (R en kilohms et C en millièmes de μF) doit être égal à 50. Ce circuit se branche immédiatement après la détection ; les valeurs les plus courantes sont 50 kΩ et 1 000 pF. A notre connaissance, le chiffre de préaccentuation de 50 microsecondes est actuellement adopté universellement en Europe. Il y a quelques années, on utilisait en France la norme américaine de 75 micro-secondes.

La dynamique orchestrale

Dans le jeu d'un orchestre, le rapport des pressions acoustiques dépasse fréquemment la valeur de 1 000. Etant donné le niveau de perturbation relativement élevé en A. M. et l'importance du bruit d'aiguille des disques, on a été contraint, jusqu'ici, de comprimer pour toute reproduction musicale le taux de dynamique à 100 ou 200 environ. En F. M., une transmission sans compression de dynamique est possible. Cependant, on ne fait que rarement usage de cette possibilité, car seuls les auditeurs habitant un pavillon isolé pourraient en profiter sans gêner leurs voisins...

En plus de cela, une telle mesure désavantagerait les auditeurs ne recevant qu'un faible signal. L'effet antiparasite de la F. M. diminuant avec l'amplitude du signal reçu, elle ne conserve plus aucun avantage sur la A. M. à partir d'une certaine distance de l'émetteur.

Le principe de la détection F.M.

Lors de l'étude des divers étages d'un récepteur F. M., nous consacrerons un chapitre spécial aux différents détecteurs de modulation de fréquence. Mais pour l'instant, nous allons déjà énoncer leur principe, ne serait-ce que pour satisfaire la légitime curiosité de nos lecteurs.

Il n'est pas possible de transformer immédiatement des variations de fréquence en tensions B. F. Il faut, au contraire, prévoir un dispositif transformant la modulation de fréquence en modulation d'amplitude qu'on détecte ensuite par des moyens classiques (diode, détection, grille, etc.).

Le dispositif le plus simple utilisable dans ce but est un circuit résonnant accordé, sur un flanc de sa courbe, sur la porteuse de l'émission reçue (fig. 8). La tension délivrée par ce circuit est donc fonction de la fréquence instantanée de l'émission.

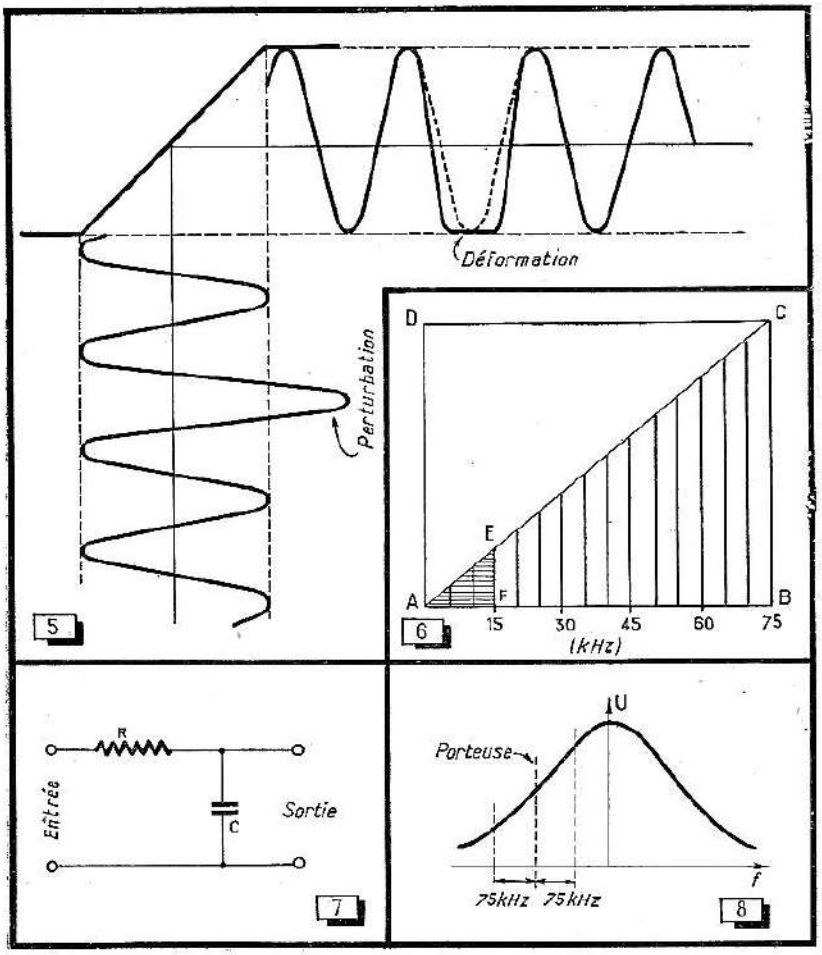


Fig. 5. — Principe d'un limiteur d'amplitude

Fig. 6. — L'effet anti-parasite de la modulation de fréquence.

Fig. 7. — La désaccentuation est opérée par un simple circuit RC dont la constante de temps doit être de 50 microsecondes.

Fig. 8. — Détection de la F. M. sur le flanc d'une courbe de résonance.

Pour que la détection se fasse sans distorsion, le flanc de la courbe de résonance doit être linéaire sur une étendue d'au moins 150 kHz.

Si cette condition est remplie, tout récepteur A. M. peut recevoir la F. M. ; il suffit de dérégler l'accord d'un côté ou de l'autre.

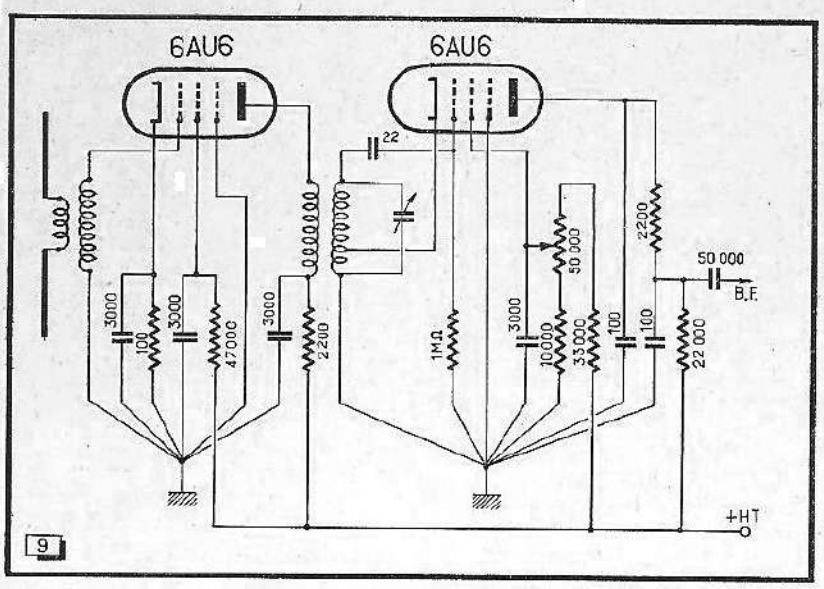


Fig. 9. — Récepteur F. M. expérimental avec détection sur le flanc de la courbe de résonance.

Dans la figure 9, nous donnons le schéma d'un tel récepteur, composé d'un étage H. F. et d'une détectrice à réaction. Ne comportant pas de limiteur, il ne produit aucun effet anti-parasite. La réception est satisfaisante avec des signaux de plusieurs millivolts. Pour obtenir une amplitude B. F. suffisante avec des tensions d'entrée plus faibles, on est obligé de pousser la réaction, réglable par la tension de grille-écran, à un point tel que la sélectivité devient trop forte et que des distorsions apparaissent, l'excursion débordant la partie linéaire du flanc de la courbe de résonance.

CHAPITRE II

LES ETAGES D'AMPLIFICATION H.F.

Nécessité d'une amplification H.F.

Pour profiter entièrement des avantages de la modulation de fréquence, on doit obligatoirement employer un récepteur superhétérodyne. Pour obtenir un effet anti-parasites, il faut, en effet, amener le signal à une amplitude de quelques volts, et cela ne serait guère rationnel sur une fréquence de 100 MHz.

Or, le changement de fréquence comporte deux inconvénients : il introduit un souffle supplémentaire, et l'oscillateur local est capable de rayonner sur l'antenne, d'où perturbations dans les récepteurs voisins, voire dans les téléviseurs. Ces deux

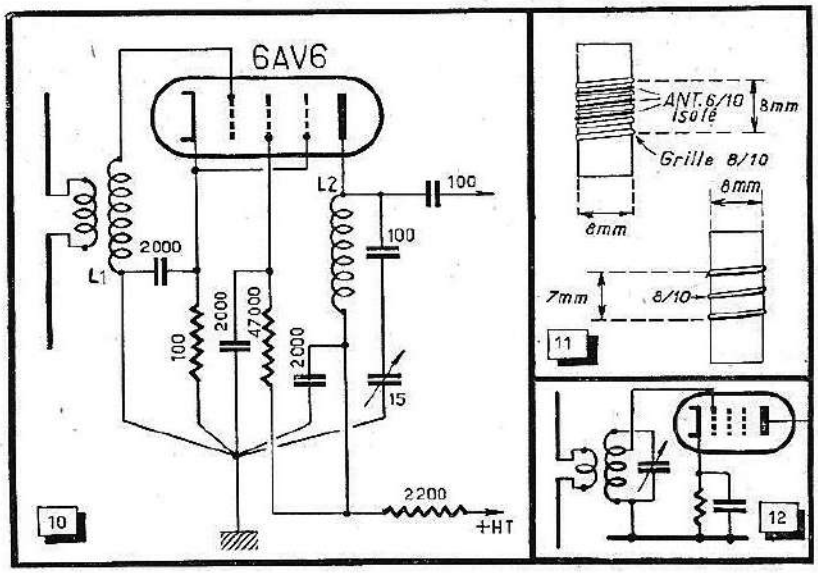


Fig. 10. — Amplificateur H. F. à penthode.
Fig. 11. — Bobinages pour le montage de la figure 10.
Fig. 12. — Diminution de l'amortissement d'entrée par prise sur le bobinage.

raisons font que tout récepteur de qualité comporte un étage H. F., assurant une pré-amplification à faible souffle et, en même temps, une protection efficace contre le rayonnement de l'oscillateur.

Amplificateur commandé par la grille

Le schéma de la figure 10 donne un exemple type d'un étage H. F. à penthode. Son principe ne diffère pas des amplificateurs utilisés pour des fréquences plus basses ; on remarque seulement des valeurs assez faibles pour les condensateurs de découplage. Pour ces derniers, on utilisera exclusivement des types en céramique ou au papier métallisé, les condensateurs au papier possédant une self-induction trop importante. Comme le schéma l'indique, il est nécessaire de réunir tous les retours de masse en un seul point, constitué, de préférence, par le tube central du support de lampe.

Les données de bobinages sont indiquées dans la figure 11. Les trois spires du primaire de L_1 sont prévues pour une impédance d'entrée de 300 Ω (dipôle replié). On se contentera d'une seule spire d'antenne dans le cas d'un dipôle de 75 Ω. Ce premier circuit ne comporte pas de condensateur d'accord, son amortissement par le dipôle et par la résistance d'entrée du tube est, en effet, tel, qu'il couvre facilement la bande relativement étroite de 86 à 100 MHz.

Ce premier circuit serait donc celui d'un amplificateur à large bande dont le gain s'écrit approximativement

$$g = \frac{S}{2\,\pi.B.C}$$

où S signifie la pente de la lampe, B la largeur de bande, et C la somme des capacités d'accord. Bien que cette formule soit inutilisable dans notre cas, du fait que le circuit de plaque est accordé par un C. V., elle montre, cependant, que le gain sera d'autant plus élevé que la capacité d'accord sera plus faible. En conclusion, on n'utilisera donc pas de trimmer pour le réglage de ce circuit au milieu de la bande (93 MHz environ), mais un noyau. Il sera avantageux d'employer un noyau métallique, augmentant encore l'amortissement, donc la largeur de bande.

Le C. V. d'accord dans le circuit de plaque possède une capacité utile de 10 à 15 pF, largement suffisante pour couvrir la bande F. M. La liaison à l'étage suivant s'effectue, en général, par un condensateur. On n'utilise que rarement des circuits couplés ; une transformation ne serait, en effet, guère avantageuse, du fait que l'impédance d'entrée de l'étage suivant est toujours plus basse que l'impédance de sortie de l'étage H. F.

Dans des conditions analogues à celles de la figure 10, on obtient, pour le circuit de plaque, une impédance de 0,5 à 1 kΩ. Le gain d'un tel étage étant approximativement

$$g = S R_2$$

où R_2 est la résistance de charge, on peut facilement obtenir des chiffres de 3 à 4 avec des penthodes à forte pente. La transformation effectuée dans le circuit d'entrée élève la tension fournie par le collecteur d'ondes encore de 2 à 3 fois ; on peut donc chiffrer l'amplification globale de l'étage aux environs de 10.

Bien que ce taux d'amplification soit relativement faible, des accrochages peuvent apparaître. On doit donc toujours soigner les découplages et n'utiliser que des condensateurs non inductifs. Des considérations pratiques relatives au découplage des étages H. F. seront exposées dans le chapitre 4, consacré aux amplificateurs de moyenne fréquence.

Résistance d'entrée d'une lampe

Aux fréquences élevées, à partir de 10 MHz environ, on constate que l'espace grille-cathode d'une lampe présente une impédance diminuant avec le carré de la

fréquence. Dans le tableau du verso, nous avons donné les valeurs pour quelques tubes courants, calculées pour une fréquence de 100 MHz. Le phénomène est dû au temps de parcours des électrons dans la lampe et aux self-inductions de ses connexions intérieures. Pour calculer la résistance d'entrée d'un tube, il faut connaître sa construction et la géométrie de ses électrodes ; nous ne donnons donc pas la formule correspondante.

Les valeurs citées montrent que l'amortissement provoqué par cette résistance d'entrée peut être assez important. Comme nous l'avons déjà mentionné, ce fait n'a pas une très grande signification pour un circuit d'entrée à accord fixe. Si, par contre, on désire varier son accord afin d'augmenter la sélectivité, il est indiqué d'adopter la disposition de la figure 12.

Par la prise médiane, on ne prélève que la moitié de la tension disponible aux bornes de circuit, mais l'amortissement tombe au quart de sa valeur primitive. Comme on diminue, en même temps, la capacité d'accord du circuit, on obtient un meilleur rapport L/C. En fin de compte, la perte en sensibilité devient presque négligeable.

La résistance d'entrée est fonction de la self-induction de la connexion cathode-masse ; on a avantage à la rendre aussi faible que possible. C'est ainsi qu'on doit préférer la polarisation par le moins à la résistance cathodique, le condensateur qui shunte cette dernière présentant toujours une certaine self-induction.

Résistance équivalente de souffle

A première vue, il peut paraître que le souffle d'un récepteur n'a pas une très grande importance en modulation de fréquence, du fait que son mode de détection permet de supprimer cette perturbation. Les émissions lointaines reçues au seuil de sensibilité en restent, toutefois, affectées. En plus de cela, on connaît l'aversion de l'auditeur moyen contre l'installation d'une antenne ; il désire écouter la F.M. avec un bout de fil ou une antenne incorporée. Même l'émetteur local ne peut être reçu, dans ces conditions, que si le récepteur est étudié pour présenter un minimum de souffle.

On sait que le souffle provient des circuits oscillants, notamment du premier, et des tubes. En augmentant l'impédance d'un circuit, on augmente et le souffle et la tension utile du signal. Le rapport signal/bruit, seule valeur qui nous intéresse en définitive, reste sensiblement constant. Le seul moyen propre à réduire le souffle consiste donc dans le choix d'une lampe à faible *résistance équivalente de souffle*.

Cette expression vient du fait que toute résistance présente, à ses bornes, une tension de souffle proportionnelle à la racine carrée de sa valeur ohmique. Le souffle du premier étage étant amplifié par tous les autres, il convient de le réduire tout particulièrement. Comme nous le verrons plus loin, le souffle d'un étage de changement de fréquence est environ deux fois plus important que celui d'un amplificateur H.F. Toutefois, il devient négligeable devant celui-ci, si l'amplification H.F. est égale ou supérieure à 10.

On peut calculer la résistance équivalente de souffle d'une lampe d'après ses caractéristiques, mais les formules qu'on trouve dans la littérature diffèrent un peu, et ne coïncident pas nécessairement avec les indications des constructeurs. Pour les *triodes* on a approximativement

$$R_{eq} = 2{,}8/S$$

et pour les penthodes

$$R_{eq} = \frac{I_a}{I_c}\left(\frac{2{,}8}{S} + \frac{20\,I_c}{S_2}\right)$$

On obtient R_{eq} en kΩ en exprimant I_a (courant de plaque), I_c (courant cathodique) et I_e (courant de grille-écran) en mA, et la pente S en mA/V. Pour les tubes à pente variable, le résultat de la formule est à multiplier par 1,2 environ.

Pente, résistance d'entrée à 100 MHz, et résistance équivalente de souffle pour quelques tubes O.T.C.

Type de lampe	Pente (mA/V)	Rés. entrée (kΩ)	Rés. éq. souffle (kΩ)
DC90	1	7,5	2,8
ECC81	5	4,4	2
EF14	7	0,52	0,85
EF42	9	1,2	0,75
EF80	7,5	3	1
PCC84	6	20	0,5
PCC85	6	6	0,5
E180F	16,5	2	0,46
6AC7	9	0,54	0,7
6AK5	5	8	1,9
6AU6	5,2	1,7	2,8
6BA6	4,4	1,7	3,8
6J6	5,3	3,5	0,5

Amplificateur commandé par la cathode

Il y a quelques années encore, on pouvait lire qu'une triode souffle moins qu'une penthode. Comme les valeurs que nous avons indiquées le montrent, cette opinion n'est plus justifiée aujourd'hui.

On ne rencontre jamais une triode dans un montage suivant le principe de la figure 10. Il nécessiterait en effet un neutrodynage, la capacité grille-plaque constituant une impédance assez basse sur les fréquences considérées.

Mais le souffle peut être réduit de plus de la moitié en adoptant le circuit d'entrée de la figure 13. Ici, la grille de commande est connectée à la masse, et le signal est appliqué à la cathode. Le courant électronique est donc toujours commandé par une variation de la tension entre grille et cathode : le gain de l'étage s'écrit encore

$$g = S.R_a.$$

L'impédance d'entrée est, toutefois, beaucoup plus basse que dans le cas de la commande par la grille, elle s'écrit

$$R_e = 1/S.$$

Ces formules ne sont valables que si la résistance intérieure du tube est grande par rapport à sa résistance de charge, condition toujours remplie aux fréquences envisagées.

Dans notre cas (fig. 13) où deux éléments d'une ECC81 sont mis en parallèle, donnant une pente totale de 10 mA/V, on obtient une impédance de 100 Ω. La résistance de polarisation de 150 Ω s'y trouvant connectée en parallèle, on arrive

à une valeur totale de 60 Ω. On peut donc connecter directement une ligne et un dipôle présentant cette impédance. Les éléments L_1 et C_1 forment un circuit accordé sur la moyenne fréquence.

On peut aussi bien adopter la disposition de la figure 14, où la résistance de polarisation, shuntée par un condensateur de découplage, est mise en série avec la tension de commande. Le retour de cathode est assuré par une bobine d'arrêt La résistance de polarisation n'intervient donc plus dans le calcul de l'impédance d'entrée, qui serait de 200 Ω dans le cas d'un élément d'une ECC81. A la rigueur,

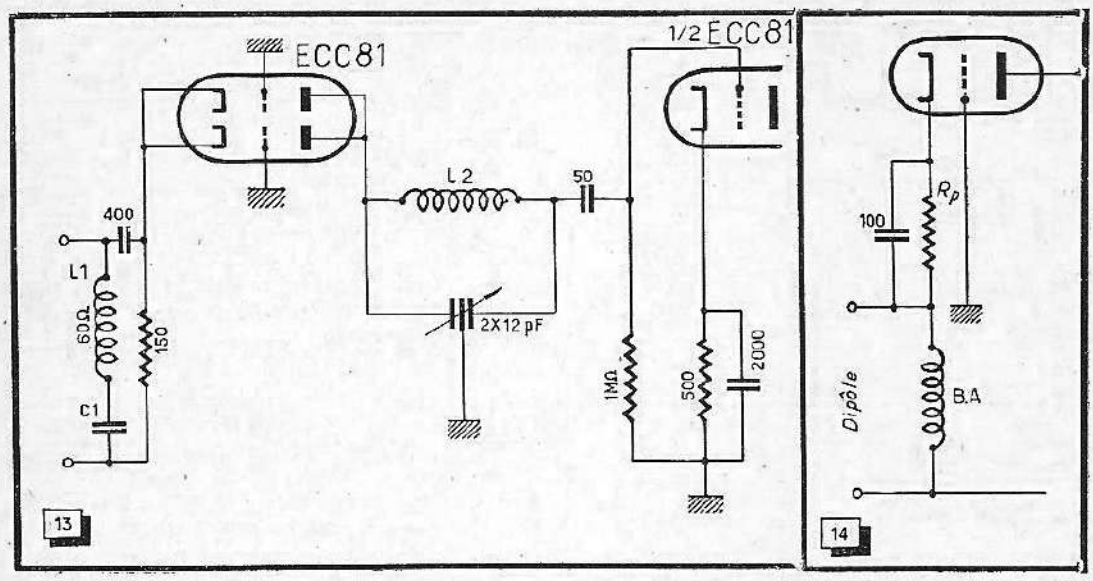


Fig. 13. — Amplificateur commandé par la cathode à circuit de liaison série.
Fig. 14. — Variante pour l'entrée de l'amplificateur commandé par la cathode.

on pourrait y connecter un dipôle replié de 300 Ω. Notons, en passant, que l'adaptation correcte de l'antenne est beaucoup moins importante en F. M. qu'en télévision, les réflexions ou fantômes n'étant pas perceptibles.

Le gain total de l'étage est plus réduit que dans le cas d'une commande par la grille où intervient une transformation d'antenne. On le fait donc quelquefois suivre d'un second étage H. F. ; la figure 13 en donne un exemple. Bien qu'on puisse utiliser le circuit de sortie de la figure 10 pour la liaison, on a choisi ici un mode plus original. Le bobinage L_2 se trouve placé entre plaque et grille des deux lampes, les capacités parasites de ces deux électrodes se trouvent donc connectées en série. La capacité totale devient ainsi quatre fois plus petite que dans le cas de la figure 10 ; l'accord est effectué par un condensateur papillon ou à deux cages, les deux rotors étant reliés à la masse. Le bobinage comportera 9 spires en fil 10/10, le diamètre du support étant de 10, la longueur de 14 mm.

Pour le circuit grille du second étage, on retrouve le principe de la figure 12 ; seulement, la prise médiane est effectuée ici sur la capacité d'accord. On arrive ainsi à diminuer l'action de la résistance d'entrée de la lampe tout en en obtenant un rapport L/C sensiblement meilleur.

Amplificateur cascode

Utilisant deux triodes, le montage cascode donne une amplification assez forte avec un souffle particulièrement réduit. Son principe est exposé en figure 15. La première triode, commandée par la grille, est reliée par sa plaque à la cathode de la seconde. La grille de celle-ci est connectée à travers une forte capacité C, à la masse ; une résistance de fuite R rejoint sa cathode et maintient le potentiel de la grille.

Il s'agit, en somme, d'un amplificateur commandé par la grille qui attaque un amplificateur commandé par la cathode. Sa particularité réside dans le fait de sa liaison directe ; du point de vue tension continue, les deux lampes constituent donc un diviseur de tension. Si, par exemple, la tension d'alimentation est de 200 V, on trouve 100 V entre la plaque de la première triode et la masse.

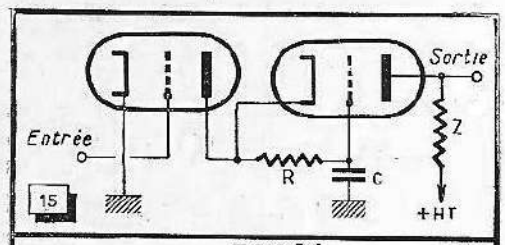


Fig. 15 — Dans le montage cascode, une triode attaquée par sa grille commande une seconde triode par sa cathode. On obtient ainsi une réaction très faible de la sortie sur l'entrée.

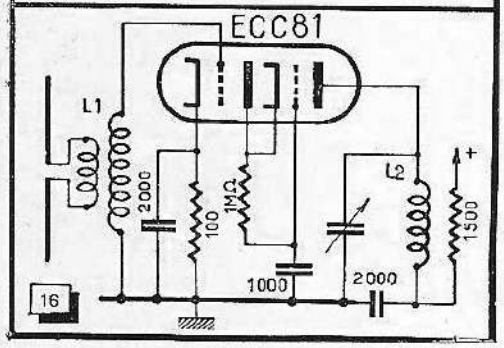


Fig. 16. — Dans le cascode simplifié, aucun circuit de liaison n'est prévu entre les deux triodes. Le gain du premier ne peut ainsi dépasser l'unité.

Un montage pratique particulièrement simple est donné en figure 16. Les bobinages sont identiques à ceux que nous avons étudiés précédemment (fig. 11). Pour le calcul du gain, on part du second étage dont l'amplification s'écrit

$$g = S R_a.$$

Dans le cas d'une ECC81, ce chiffre est de 5 environ. Ensuite, on calcule l'impédance d'entrée du second étage

$$R_e = 1/S$$

soit 200 Ω dans notre cas. Cette impédance constituant la charge de la première triode, on trouve, en utilisant la même formule que précédemment, que son gain est égal à l'unité.

Le gain total est donc de 5, soit de 10 à 12 en comprenant la transformation de la tension d'antenne. En réalité, les conditions sont un peu plus favorables, car nous n'avons pas tenu compte de la capacité grille-plaque de la première triode, intro-

duisant une réaction. Elle a pour effet de diminuer l'amortissement de L_1 ; on constate donc une transformation d'antenne d'une à deux unités plus élevée. La réaction n'est, toutefois, pas suffisante pour provoquer un accrochage.

On constate (fig. 16) que la première triode est polarisée par une résistance cathodique, tandis que la polarisation de la seconde est obtenue par la chute de tension provoquée par le courant de grille direct dans la résistance de fuite. La pratique montre qu'on obtient ainsi une très bonne stabilité.

La ECC81 n'est pas conçue, en principe, pour travailler avec un potentiel de cathode flottant. On peut, toutefois, l'utiliser sans crainte pour cette fonction, bien qu'il existe, d'une part, des lampes spécialement construites pour le cascode (PCC84) et, d'autre part, des montages à liaison par capacité (fig. 17). Le retour de la cathode est effectué par une bobine d'arrêt qu'on peut remplacer, comme nous le verrons, par un circuit accordé à condition d'appliquer un neutrodynage.

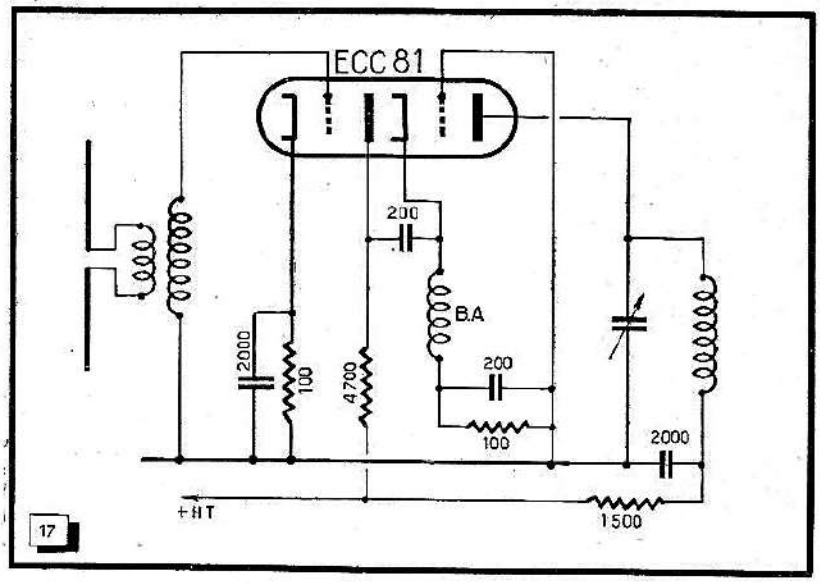


Fig. 17. — Cascode à liaison par capacité et bobine d'arrêt.

Cascode neutrodyné

On peut augmenter le gain d'un étage cascode en insérant un circuit accordé entre les deux tubes (fig. 18). Bien qu'un tel montage n'accroche pas nécessairement sans neutrodynage, il est prudent de le prévoir, afin de ne pas rendre le circuit d'entrée trop sélectif et pour diminuer le souffle. La bobine de neutrodynage est placée entre plaque et grille du premier tube ; dans l'exemple cité elle assure également le retour de la cathode du second à la masse. Cette bobine comporte de 20 à 25 spires de fil 30 ou 40/10, enroulées sur un diamètre de 7 mm et une longueur de 20 mm. En agissant sur le noyau ou sur l'écartement des spires, on l'ajuste sur un minimum de souffle.

Le circuit d'entrée est monté en autotransformateur ; une prise médiane, retournant à la masse, assure sa symétrie. La distance entre les prises d'antenne est de 3 spires pour un dipôle replié et d'une spire dans le cas d'une impédance de 75 Ω, si le bobinage est construit comme le secondaire de L_1 dans la figure 11. Suivant les

capacités parasites, L_2 comporte de 6 à 8 spires, les autres dimensions étant conformes à celles de L_1 (fig. 11). Les données de ce bobinage peuvent servir sans modification pour L_3.

Notons qu'on peut utiliser ce même circuit d'entrée pour tout autre étage H.F. à triode. Le neutrodynage peut alors se faire en connectant, entre plaque et cathode, un condensateur de 3 pF. Pour arriver à la largeur de bande nécessaire pour le circuit d'entrée, il est souvent utile d'amortir la partie du bobinage comprise entre grille et masse par une résistance de l'ordre de 2 000 Ω ; en même temps on évite ainsi la nécessité de neutrodyner.

Un montage à neutrodynage par capacité est indiqué dans la figure 19. Le circuit de liaison est ici du type série, que nous avons mentionné à propos de la figure 13. Amorti par la basse impédance d'entrée du second tube, il n'a pas besoin d'être muni d'un accord variable.

La capacité plaque-masse de la première triode étant plus faible que la capacité cathode-masse de la seconde, on obtient une prise assymétrique sur la capacité d'accord du circuit de liaison. Il constitue ainsi un transformateur adaptant l'impédance de sortie élevée du premier tube à la faible impédance d'entrée du second. Il

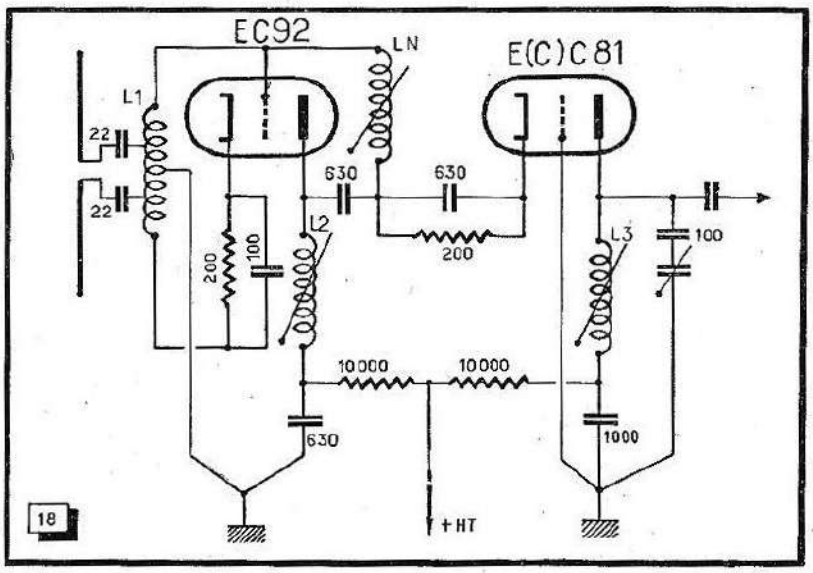


Fig. 18. — Cascode à circuit de liaison et bobine de neutrodynage.

s'agit, en somme, d'un transformateur abaisseur ; il diminue donc la tension fournie par le premier tube, mais comme il lui permet en même temps de travailler avec une charge plus élevée, il apporte un gain total assez sensible. Son rapport de transformation est donné par la formule

$$t = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{C_1}{C_2}\right)^2 + \left(\frac{C_1 + C_2}{\omega . C_1 . C_2 . R_e}\right)^2}}$$

où C_1 signifie la capacité totale entre l'entrée du circuit et la masse, C_2 sa capacité de sortie, ω la fréquence de travail multipliée par 2 π, et R_e la résistance d'entrée de la seconde triode, dans notre cas (PCC84) de 170 Ω environ. Pour un montage soigné, on peut prendre $C_1 = 5$ pF et $C_2 = 8$ pF ; on arrive à un rapport de transformation de 0,5 environ.

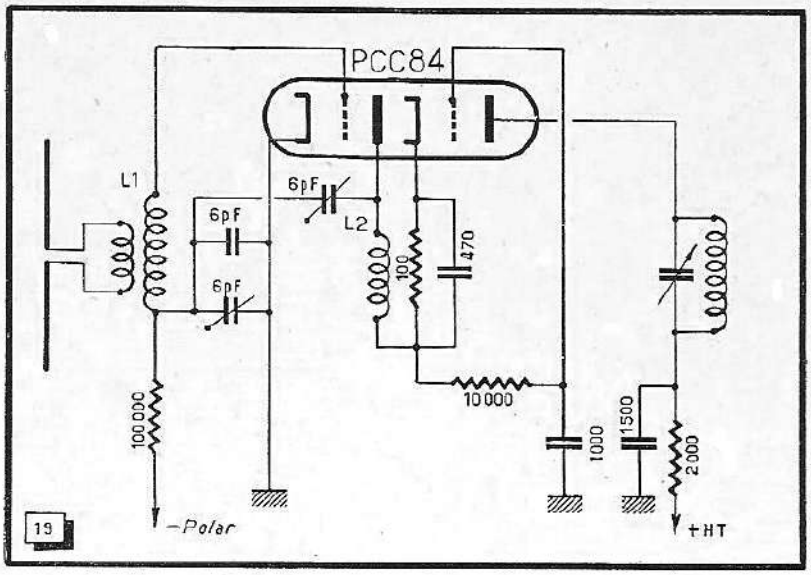


Fig. 19. — Cascode à neutrodynage capacitif et circuit de liaison série.

La résistance de charge de la première triode devient alors

$$R_a = R_e/t_2$$

soit 700 Ω environ. Le gain du premier étage ($g = S.R_a$) est donc environ de 4 ; on obtient le gain total en le multipliant par les rapports de transformation antenne et liaison (3 et 0,5) et le gain du second étage, que nous pouvons estimer à 6. L'amplification totale est ainsi de 36 environ. Le souffle reste suffisamment bas pour que des signaux de l'ordre du microvolt soient encore utilisables.

CHAPITRE III

LE CHANGEMENT DE FREQUENCE

Le choix de la moyenne fréquence

Avant de parler du changement de fréquence proprement dit, il est utile de définir la fréquence qu'on veut obtenir après cette conversion. Comme la bande à transmettre est de 225 kHz environ, la sélectivité nécessaire est relativement facile à atteindre. On peut donc choisir une moyenne fréquence assez élevée.

Un phénomène gênant de la réception superhétérodyne réside dans les perturbations causées par la fréquence image. On sait qu'un récepteur accordé sur 1 000 kHz, et dont l'oscillateur travaille sur 1 500 kHz, pour donner naissance à une moyenne fréquence de 500 kHz, reçoit en même temps une émission sur 2 000 kHz. Fréquence de réception et fréquence image sont donc distantes de deux fois la valeur de la moyenne fréquence.

Si on veut éviter de recevoir à la fois deux émetteurs de la gamme F. M., il suffit donc de choisir une moyenne fréquence qui soit au moins aussi élevée que la moitié de la largeur de cette gamme, soit 6,5 MHz, la gamme F. M. s'étendant de 87 à 100 MHz. Mais il existe encore d'autres phénomènes parasites (harmoniques de l'oscillateur), qui sont d'autant moins gênants que la moyenne fréquence est plus élevée.

Enfin, on ne doit pas placer la M. F. dans une gamme fortement peuplée d'émetteurs de forte puissance (gammes O. C. de radiodiffusion). Ces diverses considérations ont amené le choix de la moyenne fréquence de 10,7 MHz. Notons que — sans doute par un miracle inexplicable — cette fréquence a été adoptée quasi unanimement par les constructeurs du monde entier.

Le problème de la monocommande

Nous avons déjà pu constater que la gamme M. F. est relativement étroite ; sa largeur est de 15 % environ de la fréquence la plus basse. Pour la gamme P. O., par contre, nous arrivons à un chiffre de 200 % ; et on en conclut aisément que le problème de la monocommande se trouve largement facilité pour la gamme F. M.

On se contente, en effet, presque toujours d'un alignement en deux points, les deux organes variables correspondants étant le trimmer et le noyau de réglage de la bobine oscillatrice. Pour ces deux points d'alignement, on n'a même pas encore établi une norme aussi stricte que nous la connaissons pour les blocs A. M. On arrive toujours à un réglage correct en les choisissant vers 89 et 98 MHz. Dans un chapitre

ultérieur, consacré à la mise au point des récepteurs F. M., nous parlerons avec plus de détails de l'alignement des circuits H. F. et oscillateur.

On peut obtenir un changement de fréquence en choisissant la fréquence de l'oscillateur local, soit supérieure, soit inférieure à la fréquence de réception. En F. M., on utilise plus volontiers le premier mode, bien que le second soit encore assez répandu. Il est, en effet, plus facile de faire osciller un tube sur une fréquence plus basse.

La fréquence image est inférieure à 100 MHz dans ce cas, et supérieure à cette valeur dans l'autre. Bien que l'écart ne soit pas très grand, on peut admettre, en général, que la propagation des ondes métriques est d'autant plus mauvaise que la fréquence est plus élevée, et que des perturbations par fréquence image sont plus à craindre dans le premier cas que dans le second.

De plus, on constate quelquefois des perturbations par des émissions T. V., quand l'oscillateur travaille sur la gamme de 77 à 90 MHz. Son harmonique 2 peut, en effet, entrer en battement avec ces émissions et engendrer une M. F. de 10,7 MHz pour

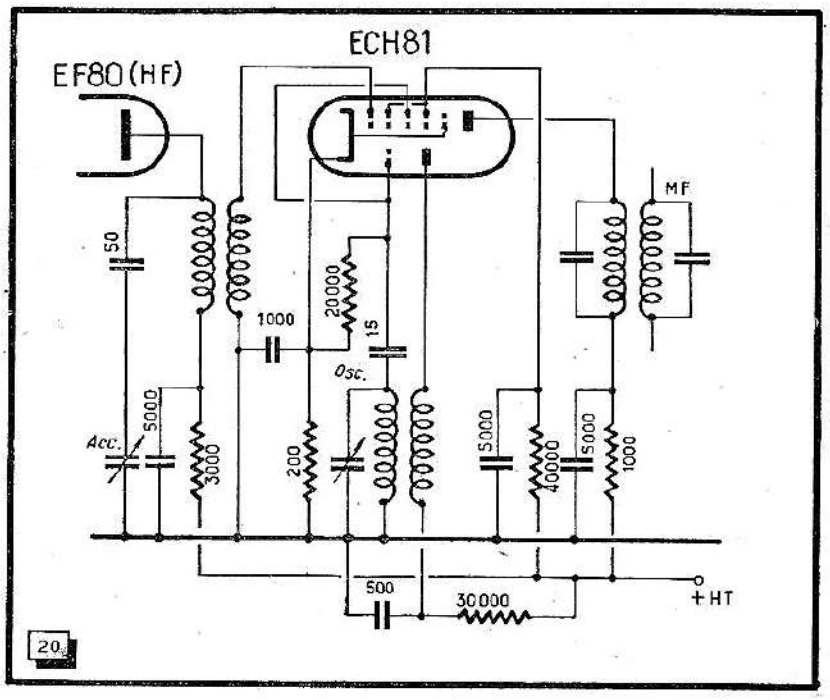


Fig. 20. — La conversion multiplicative donne un rendement assez faible en F. M.

tout signal compris entre 143 et 191 MHz. Dans le cas d'un oscillateur travaillant à une fréquence supérieure à la fréquence d'accord, cette plage de perturbation se trouve décalée vers des fréquences sensiblement plus élevées (185 à 233 MHz).

Il est très difficile de donner des caractéristiques précises pour les bobinages de l'oscillateur, les capacités parasites ayant une influence considérable. Très grossièrement, on peut dire qu'il faut une demi ou une spire en plus ou en moins par rapport à la bobine d'accord, suivant qu'il s'agit d'une fréquence oscillatrice inférieure ou supérieure à la fréquence de réception. Les diamètres des bobines sont supposées être de l'ordre de grandeur de celles que nous avons indiquées figure 11.

Conversion multiplicative

Bien connue dans les récepteurs A. M., où elle est exclusivement adoptée, la conversion multiplicative n'est que très rarement utilisée en F. M. On la réserve uniquement à des récepteurs combinés A. M./F. M. assez simples, où elle permet d'utiliser, avec une commutation relativement facile, un même tube dans une même fonction pour les deux modes de réception.

Son principe (fig. 20) ne se distingue, en effet, en rien de celui qu'on utilise sur des fréquences plus basses. Il faut, bien entendu, utiliser un tube qui soit encore capable d'osciller sur la fréquence désirée. La tension d'oscillation locale, engendrée par un système triode, et le signal, sont appliqués aux deux grilles de commande d'une heptode ou hexode. Leur action est donc parfaitement indépendante.

L'inconvénient du changement de fréquence multiplicatif est de n'apporter qu'un faible gain de conversion et de causer un souffle assez élevé. Les valeurs des résistances équivalentes de souffle pour les hexodes ou heptodes de conversion se situent entre 50 et 100 kΩ. Avec une approximation assez superficielle, on peut calculer cette résistance par la formule

$$R_s = \frac{12\ I_a}{S_c^2}$$

On obtient R_s en kΩ en prenant le courant de plaque I_a en mA et S_c en mA/V. S_c signifie pente de conversion ; on trouve cette caractéristique dans tout manuel de lampes.

Le principal avantage de la conversion multiplicative, et qui explique la préférence qu'on lui donne en A. M., est le fait qu'elle n'apporte pratiquement pas de distorsion à l'enveloppe du signal H. F. Cela n'a, évidemment, aucune importance en F. M., où la modulation n'est précisément pas transmise dans cette enveloppe.

On sait aussi que le changement de fréquence multiplicatif apporte moins de perturbations par battements parasites que la conversion additive, étudiée plus loin. Mais la mauvaise propagation des ondes métriques évitera probablement toujours que le trafic y soit suffisamment intense pour que ce phénomène puisse devenir gênant.

Enfin il faut reconnaître qu'en conversion multiplicative l'oscillation locale est appliquée à une grille entièrement blindée des circuits d'accord par deux grilles-écran. De ce fait, il suffit d'éloigner suffisamment les bobinages oscillateur et accord, pour que le rayonnement de l'oscillation locale par l'antenne devienne négligeable. En conversion additive, on n'arrive à ce but que par un montage symétrique qui est assez difficile à mettre au point, sans parler du fait que l'amplitude de la tension oscillatrice possède une influence notable sur la pente de conversion.

Conversion additive à oscillateur séparé

En conversion additive, on applique le signal reçu et l'oscillation locale sur une même grille ; les deux tensions s'ajoutent donc, et le fonctionnement de la lampe se ramène à celui d'une détectrice grille.

Une application pratique est illustrée par la figure 21, où l'oscillation locale, produite par une EC92, est appliquée à la grille de commande de la mélangeuse EF42 par un condensateur de 1 pF. On peut aussi bien (fig. 22) appliquer le signal reçu à la grille et l'oscillation locale à la cathode d'une lampe. L'oscillateur utilisé est ici du type E. C. O. ; la cathode de la convertisseuse se trouve branchée sur une prise de la bobine oscillatrice.

Le changement de fréquence additif permet un gain de conversion assez important. En pratique, on observe pour la pente de conversion des valeurs entre 0,3 et 0,45 de la pente nominale ; pour une EF42 (S = 9 mA/V) on indique, par exemple, une pente de conversion de 4 mA/V. Il est à noter que la pente statique des triodes et penthodes O. T. C. est toujours plus élevée que celle des hexodes et heptodes.

Le souffle reste, par contre, inférieur à celui de la conversion multiplicative : on trouve des valeurs de résistance équivalente de souffle entre 2 et 15 kΩ pour les triodes, et entre 10 et 30 kΩ pour les penthodes. On peut calculer cette valeur avec une approximation assez bonne par la formule

$$R_s = \frac{10}{S_n} (\alpha + 1{,}5) \text{ en kilohms,}$$

où S_n signifie la pente nominale ou statique en mA/V, et α un coefficient qui, nul pour les triodes, devient

$$\alpha = \frac{8.I_e.I_a}{I_c.S_n} \text{ pour les penthodes.}$$

Les courants I_a, I_e et I_c (d'anode, de grille-écran et de cathode) s'expriment en mA, et la pente nominale S_n en mA/V.

La pente de conversion dépend, comme nous l'avons déjà mentionné, dans une large mesure de la tension des oscillations locales. Nous donnons, dans la figure 23, les courbes relatives des deux lampes souvent utilisées comme oscillatrices ou conver-

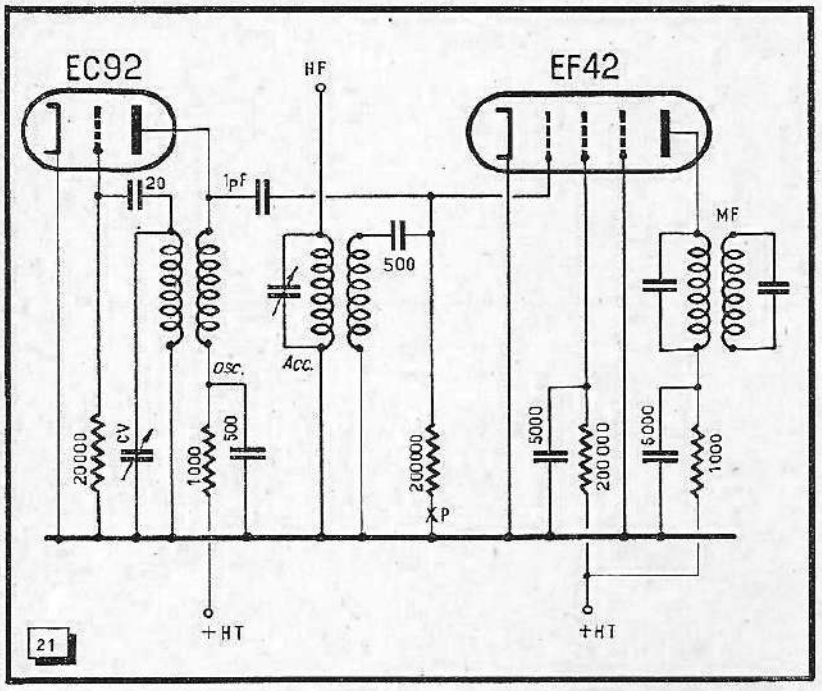


Fig. 21. — Conversion additive ; le signal est transmis par un condensateur de 1 pF.

tisseuses auto-oscillantes. Dans le cas de la ECC81, la courbe est valable pour un élément ; ses caractéristiques électriques sont, d'ailleurs, identiques à celles de la EC92.

On sait qu'il est relativement facile de mesurer la tension d'oscillation en insérant un microampèremètre dans la base de la fuite de grille convertisseuse (point P, fig. 21).

Si on lit, dans ce cas, un courant de 10 µA, on déduit immédiatement, en multipliant cette valeur par celle de la résistance de fuite, que la tension oscillatrice est de 2 V. Notons bien qu'on ne peut pas mesurer ici, comme on le fait en conversion multiplicative, la tension de l'oscillation locale en mesurant le courant grille de l'oscillatrice. Dans le cas de la figure 22, il faut utiliser un voltmètre électronique pour cette mesure ; on le branche entre la cathode de la convertisseuse et la masse.

Au besoin, on peut faire varier la tension d'oscillation en agissant soit sur la tension d'alimentation de l'oscillateur, soit sur le degré de couplage de ses bobines.

Conversion additive auto-oscillante

Plus économique que le précédent, mais aussi plus difficile à mettre au point, est le principe utilisant une même lampe pour la production des oscillations et pour la conversion. L'exemple de la figure 24 représente le montage tropadyne dont les suivants sont des dérivés plus ou moins directs.

Le circuit oscillateur est inséré entre grille et grille-écran d'une penthode, il

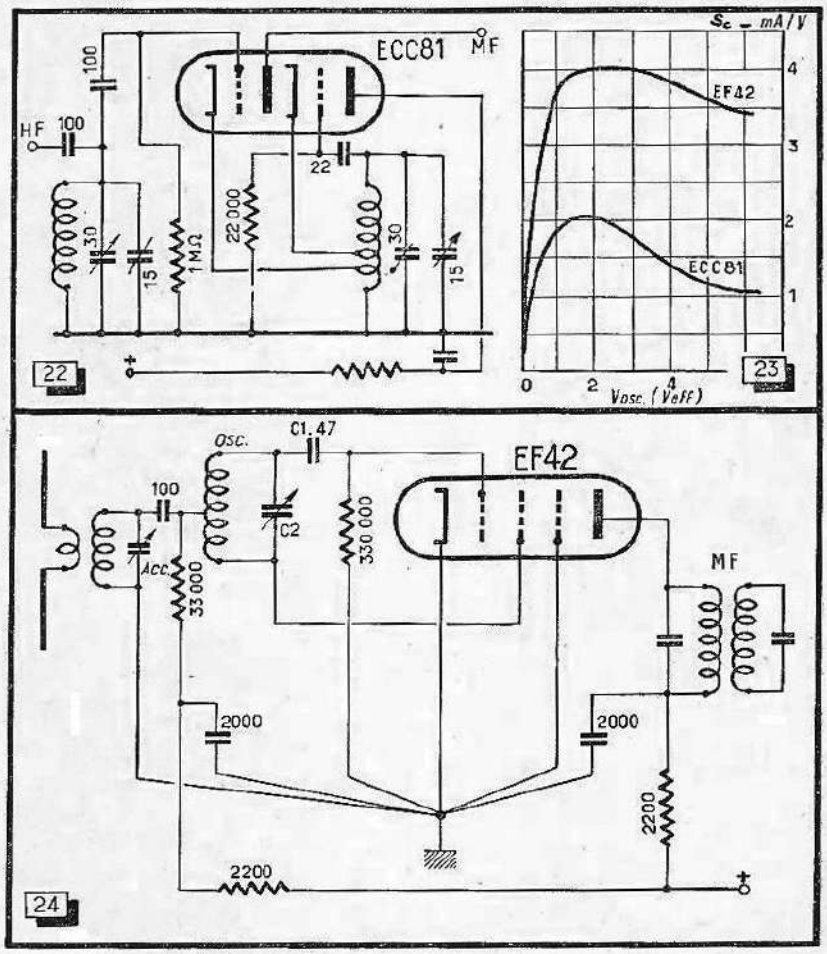


Fig. 22. — Couplage cathodique entre oscillatrice et convertisseuse.

Fig. 23. — La pente de conversion dépend de l'amplitude des oscillations locales.

Fig. 24. — Conversion monolampe du genre tropadyne.

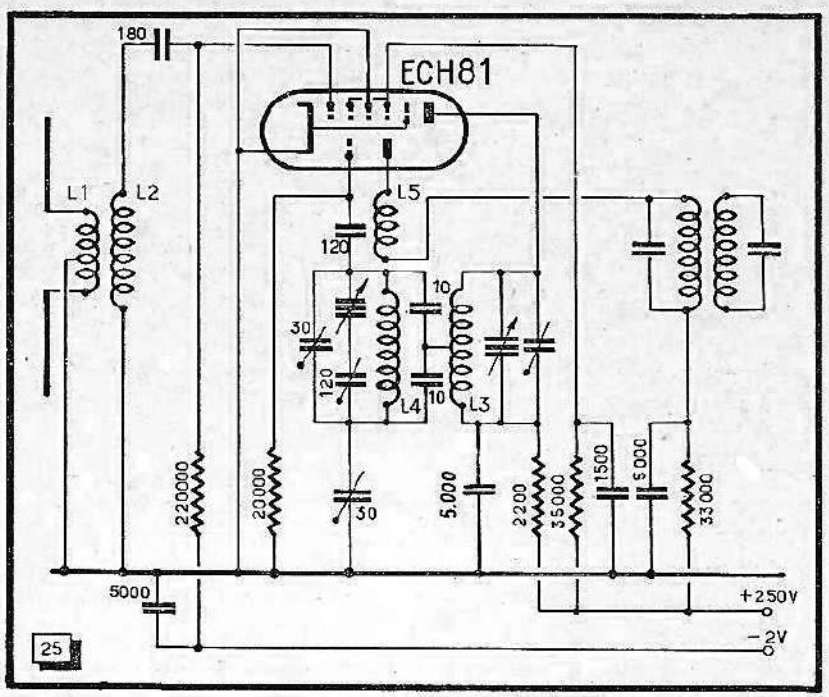


Fig. 25. — Utilisation d'une ECH81 en amplificatrice H. F. et conversion monolampe.

travaille donc en Colpitts, c'est-à-dire que la réaction se fait par les capacités inter-électrodes. La grille-écran est à considérer comme la plaque de la triode oscillatrice.

Le signal est appliqué à une prise neutre de la bobine oscillatrice. En ce point, la tension d'oscillation locale doit être pratiquement nulle. Cela n'est pas très important pour le fonctionnement de la conversion, mais nécessaire pour éviter un rayonnement de la fréquence locale par l'antenne. Si on possède un appareillage de mesure approprié, on peut effectuer le réglage optimum en déplaçant la prise sur la bobine. Autrement, on arrive, dans la plupart des cas, à un résultat satisfaisant en établissant une prise exactement médiane. Pour éviter toute influence mutuelle, il faut écarter les bobines accord et oscillatrice de 4 cm au minimum, à moins qu'on préfère les séparer par un écran de blindage.

On peut encore diminuer ce fâcheux rayonnement en augmentant la résistance de fuite de grille. Cet élément n'a, en effet, qu'une influence très faible sur la tension des oscillations ; il détermine, par contre, leur courant, donc leur puissance. Il est évident qu'on a avantage à diminuer autant que possible cette puissance. Pour éviter des superréactions qui peuvent prendre naissance dans ce cas, on choisit une valeur assez faible pour le condensateur de liaison C_1.

Signalons encore que le condensateur variable C_2 doit posséder un rotor et un stator isolés. On peut aussi bien le remplacer par un C. V. double dont les deux rotors sont connectés à la masse et dont les deux stators sont reliés aux extrémités de la bobine oscillatrice.

La figure 25 montre comment on peut utiliser avantageusement un tube combiné pour les deux étages d'entrée d'un récepteur à modulation de fréquence. Malgré sa pente assez faible, la partie heptode de la ECH81, utilisée en amplificatrice H. F., permet d'obtenir un gain supérieur à 2. Les capacités existant entre les deux systèmes montés dans une même ampoule introduisent une certaine réaction qui, désamortissant le circuit d'entrée, permet d'obtenir un gain d'antenne de 4 environ.

Le signal est conduit sur le circuit oscillateur suivant le principe exposé dans la

figure 24, avec la seule différence que la prise médiane est effectuée ici sur la capacité d'accord. Pour diminuer l'influence de l'amortissement d'entrée de la triode, on a prévu une prise médiane sur la bobine d'accord, réalisée avec 3 spires enroulées sur un diamètre de 7 mm.

Comme on utilise une fréquence oscillatrice supérieure à la fréquence de réception, on prend 2,5 spires pour L_4. La bobine de réaction L_5 comporte 4,5 spires et est fortement couplée à L_4. Un trimmer de 30 pF permet de doser la réaction, et de se régler pour un minimum de rayonnement parasite. La triode possède dans ce montage une pente de conversion de 1,2 mA/V, permettant d'obtenir un gain de conversion de 9 environ.

On utilise actuellement un très grand nombre de montages pour la conversion auto-oscillante. Nous nous efforcerons de montrer les variantes les plus courantes dans les exemples suivants ; pour les autres, nous ne pouvons donner que des indications d'ordre général.

C'est ainsi qu'on peut utiliser l'effet dynatron pour produire les oscillations locales, la mise au point est, toutefois, assez délicate. Il existe aussi un oscillateur cathodique, l'équivalent de l'amplificateur « grille à la masse » : une bobine rejoint plaque et masse, la cathode étant connectée sur une prise. La grille reçoit le signal

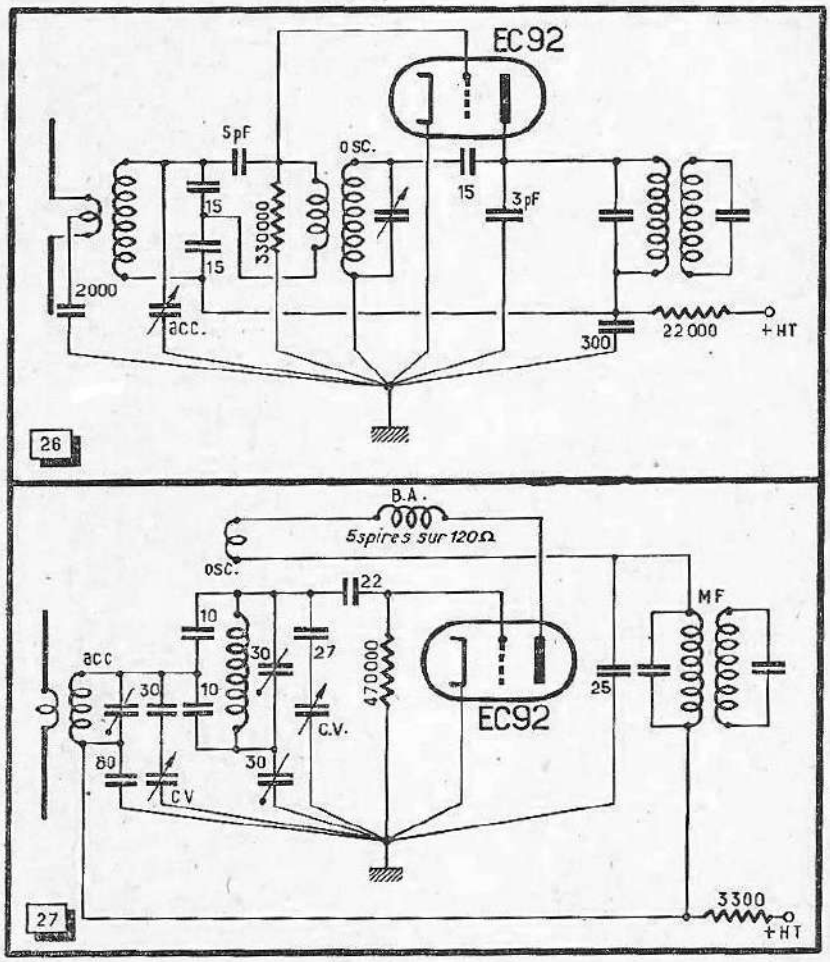


Fig. 26. — Réaction M. F. compensant l'amortissement produit par la résistance interne de la triode convertisseuse.

Fig. 27. — Même principe que précédemment, mais le C. V. oscillateur se trouve dans le circuit grille.

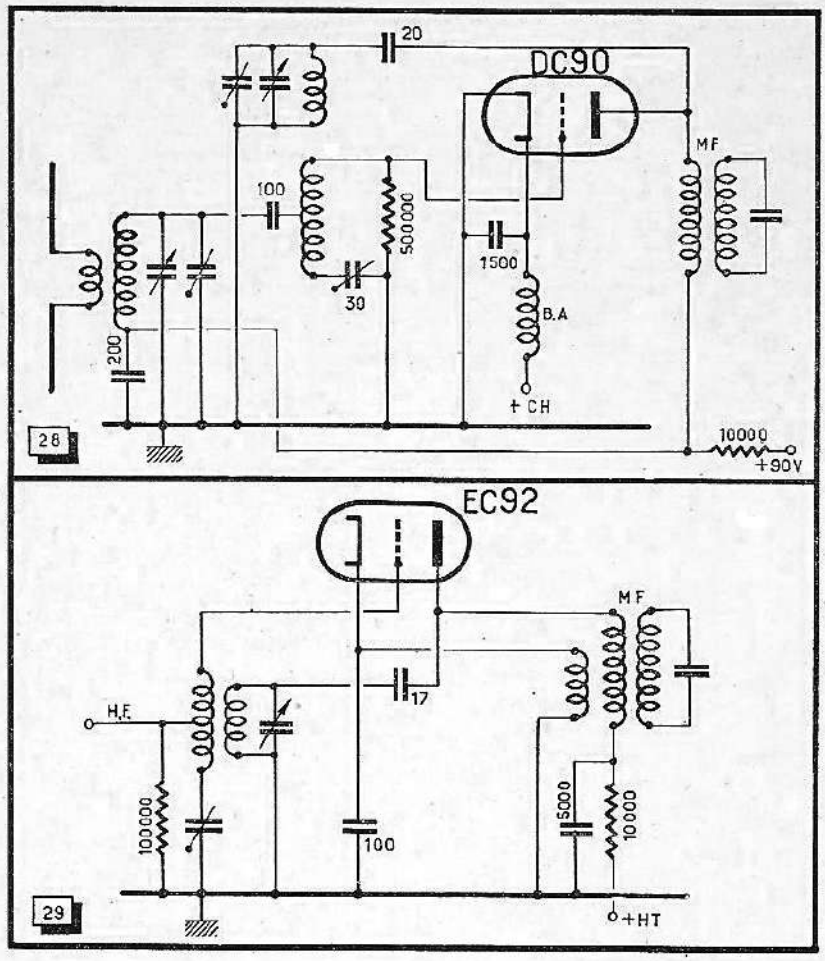


Fig. 28. — Conversion additive utilisant un tube à chauffage direct.

Fig. 29. — La réaction M. F. est obtenue par un bobinage inséré dans le circuit de cathode.

à convertir. Finalement, on peut produire des oscillations sur 100 MHz environ en branchant un circuit résonnant entre la masse et la grille d'un tube dont le circuit de cathode comporte une résistance non shuntée par un condensateur.

Désamortissement du premier circuit M.F.

Les triodes qu'on utilise volontiers pour la conversion additive possèdent le grave inconvénient d'amortir, avec leur résistance interne assez basse (10 kΩ environ), le primaire du transformateur M. F. qui est intercalé dans leur circuit plaque. Son impédance se trouve ainsi réduite à 1/5 environ de sa valeur originale. Il est avantageux de compenser cet amortissement par une réaction convenablement dosée.

Les exemples des figures 26 à 30 montrent comment on peut réaliser pratiquement cette réaction. Elle revient toujours à prélever une fraction de la tension du circuit plaque pour la réinjecter dans le circuit grille. Dans la figure 26, la plaque est alimentée à travers une résistance de 22 kΩ, découplée par un condensateur de 300 pF. Ces deux éléments constituent donc un diviseur de tension dont la prise est connectée à la base du circuit d'entrée. Vu de la bobine d'accord, le condensa-

teur de 300 pF se trouve donc connecté en série avec le condensateur d'accord ; la tension existant à ses bornes est ainsi appliquée au circuit grille.

Le montage de la figure 27 diffère du précédent du fait que son C. V. oscillateur est inséré dans le circuit grille et non dans le circuit plaque. De plus, on observe une résistance plus faible dans l'alimentation plaque. Pour obtenir la même division de tension, on a dû prévoir un condensateur de découplage plus faible.

Le même principe est encore utilisé dans le montage de la figure 28 dont la particularité est de fonctionner avec un tube batterie. On remarque également une valeur assez élevée pour la résistance de fuite de grille et un trimmer inséré dans le circuit grille. Comme dans un exemple précédent, il sert à la fois au réglage de la réaction et à celui du rayonnement parasite.

On peut aussi bien obtenir une réaction en insérant une bobine, couplée au circuit plaque, dans la cathode de la convertisseuse (fig. 29). Ici, comme dans l'exemple précédent, le premier circuit M. F. paraît ne pas avoir de condensateur d'accord. Il est constitué, en réalité, par les condensateurs de 17 ou 20 pF, reliant la plaque au circuit oscillateur. Ce dernier possède, en effet, une impédance négligeable pour la M. F.

La même remarque est encore valable pour la figure 26 où on a pourtant prévu un condensateur de 3 pF entre plaque et masse. Il permet une diminution notable du rayonnement de l'harmonique 2 de l'oscillateur. On ne peut, évidemment, généraliser son emploi ; sa valeur dépend dans une très large mesure des capacités réparties et des connexions du bobinage M. F.

Une version assez particulière de la conversion monolampe est montrée en figure 30. Les bobines accord et oscillateur sont suffisamment espacées pour qu'aucune induction mutuelle puisse avoir lieu. Deux bobines, ne comportant qu'une ou deux spires, sont fortement couplées avec les précédentes et insérées dans le circuit grille. Cette disposition permet une suppression très efficace du rayonnement de l'harmonique 2 de l'oscillateur. Notons qu'on attache une importance aussi particulière à cet harmonique du fait qu'il risque de troubler la réception sur la gamme de télévision de 200 MHz.

La réaction M. F. est appliquée ici par un circuit relativement complexe. On peut supposer qu'il est appelé à compenser un déphasage introduit par les bobinages du circuit grille.

Les bobines d'arrêt

Dans les schémas que nous publions ici et dans ceux qu'on trouve par ailleurs dans la littérature technique, on voit souvent des bobines d'arrêt sans que le contexte renseigne sur leur constitution. Nous allons donc consacrer quelques lignes à cette question, bien qu'il n'y ait rien de moins critique que les données de bobinage d'une bobine d'arrêt O. T. C.

On les exécute, en général, sur des résistances miniatures ou agglomérées de 1/2 ou 1 W. La résistance sert principalement de support pour la bobine ; on choisit intentionnellement un support introduisant des pertes assez fortes, afin d'éviter que la bobine développe une surtension trop élevée et qu'elle fasse osciller un montage sur sa fréquence propre.

Si on veut obtenir un amortissement particulièrement fort, on prend une résistance de support de 100 à 1 000 Ω, autrement on peut utiliser n'importe quelle résistance, supérieure à 5 000 Ω, qu'on ait sous la main. Le nombre de spires est en général de 100 environ, et on obtient une action sensiblement équivalente en prenant 50 ou 200 spires. On choisit le fil de bobinage aussi fin que possible, en ne tenant compte que de l'intensité qui doit le traverser. On peut donc prendre du fil de 10/100 pour une

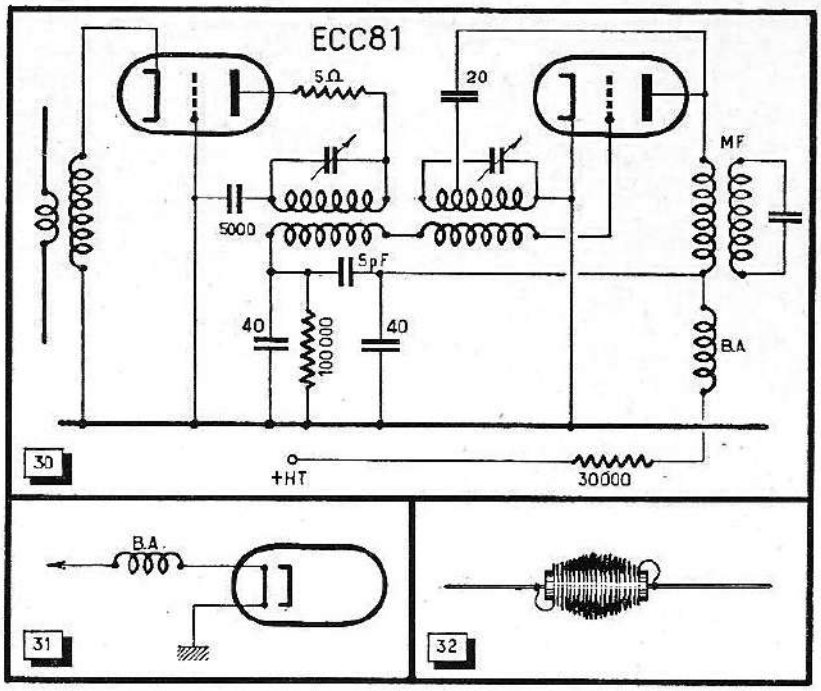


Fig. 30. — Une bonne symétrie est atteinte en couplant les circuits accord et oscillateur à la grille par deux bobines identiques.

Fig. 31. — Il est toujours recommandé d'insérer des bobines d'arrêt dans les connexions de filament.

Fig. 32. — On utilise de préférence des résistances comme supports pour les bobines d'arrêt.

bobine d'arrêt insérée dans un circuit d'alimentation plaque, du 30/100 dans le cas d'un découplage d'un filament batterie, et du 50/100 pour un tube à chauffage indirect.

Dans quelques cas particuliers (fig. 27), où la bobine d'arrêt doit empêcher le tube d'osciller sur ses connexions, on se contente de 5 à 10 spires seulement. De même, on voit souvent, dans les alimentations filament de tubes à chauffage indirect, des bobines ne comportant qu'une vingtaine de spires, afin qu'elles n'introduisent pas une chute de tension trop importante. Il est évident qu'on choisit des résistances de dimensions plus grandes pour les bobinages exécutés en fil fort.

Pour faciliter la lecture, nous n'avons jamais représenté les filaments dans les schémas précédents. La figure 31 répare cette omission : on voit qu'il est toujours conseillé, dans les étages H. F. et conversion, de ramener une sortie du filament directement à la masse et d'alimenter l'autre à travers une bobine d'arrêt. Cette précaution est indispensable dans les cas où la cathode de la lampe n'est pas reliée à la masse (fig. 22, 29).

Il est déconseillé d'utiliser, pour les récepteurs F. M., une alimentation des filaments en deux fils isolés, avec mise à la masse du point milieu de l'enroulement correspondant du transformateur. On prétend souvent qu'une telle disposition est indispensable pour éviter le ronflement de la partie amplificatrice B. F. Il suffit, toutefois, de concevoir le montage de façon que les courants circulant dans le châssis ne puissent atteindre la grille de la préamplificatrice B. F., mais nous nous sommes déjà trop écartés de notre sujet pour entrer dans les détails de cette mise au point.

Si on cherche à réaliser un montage parfaitement esthétique, on peut enrouler

la bobine d'arrêt sous forme d'un nid d'abeille autour de la résistance de support. Mais, du point de vue électrique, il est souvent préférable de réaliser un bobinage rangé, couvrant toute la longueur de la résistance.

En vue d'obtenir une capacité parasite minimum, on pourra commencer le bobinage à un bout de la résistance et en avançant lentement, superposant plusieurs spires à chaque endroit. Il n'est pas conseillé d'effectuer le bobinage en plusieurs couches allant et venant d'un bout à l'autre de la résistance. Le bobinage terminé aura donc un aspect légèrement « ventru », comme la figure 32 l'indique.

Stabilité de la fréquence locale

Avec un récepteur A.M. on observe quelquefois, sur les gammes O.C., un glissement de la fréquence oscillatrice pendant l'échauffement de l'appareil. Ce phénomène apparaît, évidemment, d'une manière beaucoup plus forte sur les longueurs d'onde de l'ordre de 3 mètres, mais il est relativement moins sensible du fait que la bande passante de l'amplificateur M.F. est beaucoup plus large.

Un désaccord provoque, en F.M., une distorsion qui n'est, toutefois, sensible qu'aux aiguës de forte puissance ; nous verrons plus loin que l'excursion sort alors de la plage linéaire du discriminateur. On conçoit déjà qu'il n'est pas aussi facile qu'en A.M. d'obtenir un accord exact sur une émission, les indications de l'œil magique n'étant, d'ailleurs, pas toujours très précises. En se réglant sur un émetteur, on n'entend pas, comme en A.M. — notamment quand le récepteur tend à l'accrochage — ce souffle qui semble « coloré » d'un sifflement.

L'auditeur, n'entendant la distorsion due au glissement de fréquence qu'aux fortissimi, n'a donc pas nécessairement l'impression qu'il s'agit d'un désaccord et qu'il suffit de retoucher le réglage pour qu'elle disparaisse. La figure 33 montre le glissement de fréquence qu'on peut observer avec un oscillateur de construction normale, et la figure 34 indique le degré de distorsion qu'il entraîne.

On observe toujours un glissement vers les fréquences plus basses. L'échauffement entraîne, en effet, une dilatation des électrodes de la lampe, des plaques des condensateurs, des fils de bobinages, etc. ; les capacités et self-inductions s'en trouvent donc augmentées.

Il est possible de compenser le glissement de fréquence par un dispositif d'accord automatique ; et comme on le verra par un exemple que nous donnerons dans le chapitre consacré aux circuits auxiliaires, son application n'est même pas onéreuse.

Mais il existe des moyens plus simples, réduisant le glissement de fréquence à une valeur tolérable sans offrir, toutefois, une stabilité parfaite. On peut, d'abord, choisir un tube dont les variations de capacité d'entrée se tiennent dans des limites particulièrement faibles (fig. 35).

Il sera également avantageux de protéger les pièces définissant la fréquence de l'oscillateur de la chaleur des tubes en montant, par exemple, bobine et C.V. sous le châssis et les lampes au-dessus, et en prévoyant une aération suffisante. Il est à noter que les broches du support de la lampe transmettent sa chaleur sur les pièces y connectées ; les connexions très courtes possèdent donc aussi quelques inconvénients. Une protection contre des variations éventuelles de la température de l'air ambiant semble superflue, car on n'écoute pas la radio dans une pièce dont la température varie de — 10 à + 20 degrés.

L'emploi de condensateurs à coefficient de température négatif permettra, toutefois, d'atteindre une meilleure stabilité. La capacité de ces condensateurs diminue avec l'échauffement ; ils possèdent un coefficient de température compris entre — 40 et — 200 $\times$ 10^{-4} par degré centigrade. Prenons un chiffre de 100 comme exemple ; un condensateur de 10 pF à température normale présente dans ces conditions une capacité de 1/10 pF plus faible après un échauffement de 10°.

La variation absolue peut être augmentée en utilisant une capacité initiale plus forte. Mais, comme elle doit être connectée en parallèle sur le circuit oscillateur, elle doit encore permettre au C. V. de 10,5 pF de couvrir la gamme. En pratique, on doit se restreindre, suivant les capacités parasites, à des valeurs entre 8 et 15 pF.

On dispose ce condensateur à un endroit où il puisse s'échauffer facilement. On peut le placer en voisinage du verre de la lampe ou le souder par des connexions suffisamment courtes à son support. Il est encore possible de lui confectionner une résistance chauffante spéciale, par exemple une plaque d'amiante supportant quelques spires de fil résistant. On la branche sur l'alimentation chauffage des lampes ; une consommation de 0,5 W suffit en général.

On évite, toutefois, de communiquer au condensateur un échauffement dépassant les limites fixées par son fabricant (60 à 80°). De même, on ne doit pas admettre une tension H. F. trop forte à ses bornes. Si on l'insère, par exemple, dans le circuit

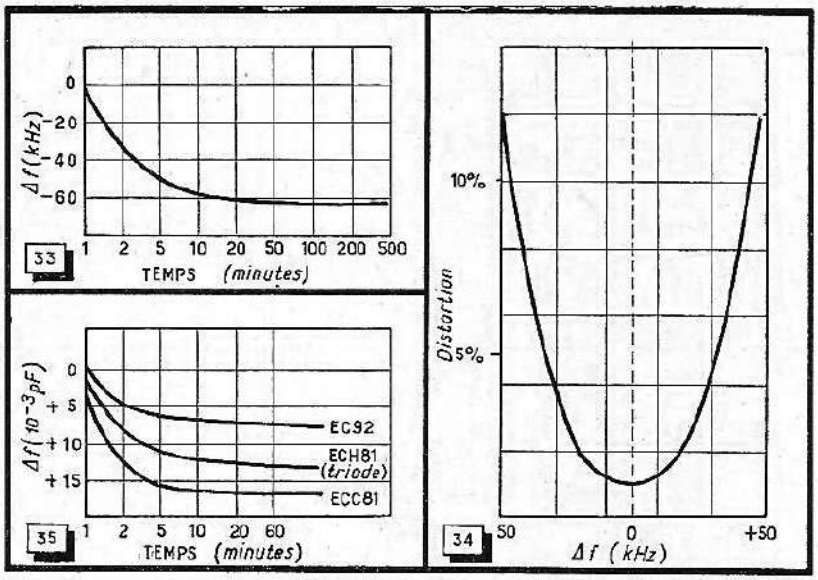


Fig. 33. — Glissement de fréquence pendant le chauffage du récepteur.

Fig. 34. — Distorsion d'un récepteur F. M. en fonction du désaccord.

Fig. 35. — Influence de l'échauffement sur la capacité d'entrée de différentes lampes.

plaque d'une oscillatrice travaillant avec une tension d'alimentation relativement élevée et une résistance de fuite de grille faible, les pertes diélectriques deviennent suffisamment importantes pour que le condensateur s'échauffe d'une manière exagérée ce qui entraîne, au moins, une profonde modification de ses caractéristiques.

Dans les montages où la cathode de l'oscillatrice se trouve à un potentiel H. F., on observe, en général, un glissement de fréquence plus important que dans les oscillateurs à cathode à la masse. La capacité filament-cathode varie, en effet, dans des proportions relativement importantes pendant l'échauffement. Le montage E. C. O., réputé pour sa stabilité en O. C., est donc à traiter avec une certaine méfiance en O. T. C.

Calcul du gain de conversion

Le gain de conversion est exprimé par le rapport entre la tension M. F. développée au secondaire du transformateur du circuit plaque de la convertisseuse et la tension H. F. qu'on applique à sa grille. Pour son calcul, on doit connaître la pente de conversion et l'impédance de la charge de plaque. Ces deux grandeurs ne peuvent être connues exactement que par la mesure ; or, on a souvent aussi vite fait de mesurer directement le gain de conversion.

Nous donnerons, toutefois, quelques chiffres pratiques permettant un calcul approximatif. Pour la pente de conversion, on peut prendre, en général, les 2/5 de la pente statique. L'impédance du transformateur se calcule par

$$Z = \frac{n}{1 + n^2} \sqrt{Z_1 Z_2}$$

où Z_1 et Z_2 signifient les impédances du primaire et du secondaire, et n l'indice de couplage

$$n = k \sqrt{Q_1 . Q_2}$$

k étant le coefficient de couplage et Q_1 et Q_2 les surtensions du primaire et du secondaire.

Le tableau ci-dessous donne quelques chiffres pratiques pour les valeurs entrant dans les calculs.

	Primaire tube multigrille	*Primaire triode*	*Secondaire*
Q	60	15	60
Z	35 kΩ	6 à 8 kΩ	35 kΩ

Pour les convertisseuses triodes à réaction M. F. on peut, en principe, obtenir les mêmes valeurs que pour les penthodes en conversion additive et les hexodes ou heptodes en conversion multiplicative, pour lesquelles la première colonne est valable. On admet toujours, toutefois, un certain compromis, afin d'obtenir une stabilité suffisante dans le temps.

Le gain de conversion est donné en multipliant la pente de conversion par l'impédance de charge. Les gains observés en pratique varient entre 10, pour une triode sans réaction M. F., et 70, pour une penthode à forte pente.

Calcul de la réaction M.F.

Avant de calculer le taux de réaction nécessaire pour compenser l'amortissement causé par la résistance interne d'une lampe de conversion, il est utile de connaître la valeur de cette résistance. En ne tenant pas compte de la capacité grille-plaque, on trouve un chiffre 2 à 3 fois plus élevé que la résistance interne statique. Ce fait

est dû au découpage du courant de plaque par les oscillations locales ; pour la EC92 on indique un chiffre de 28 kΩ en convertisseuse auto-oscillante, contre 12 kΩ pour la valeur statique.

Dans un montage suivant (figure 36), la résistance interne apparente devient, sans tenir compte de la réaction,

$$R'_i = \frac{1}{1 + \mu\alpha} R_i$$

où μ signifie le coefficient d'amplification du tube, R_i sa résistance interne en convertisseuse, et α le rapport entre la capacité grille-plaque et celle du condensateur de liaison grille C_g. Supposant ces dernières valeurs égales à 2 et 50 pF, on obtient, pour une EC92, $R'_i = 8$ kΩ.

Pour neutraliser la capacité grille-plaque, il faut rendre $\alpha = 0$; et on doit alors satisfaire la condition

$$C_g/C_d = C_{ga}/C_a.$$

C_g et C_d sont les condensateurs de liaison et de découplage indiqués dans la figure 36, C_{ga} la capacité grille-plaque et C_a la capacité plaque-masse totale, y compris le condensateur C_i accordant le primaire du transformateur M. F.

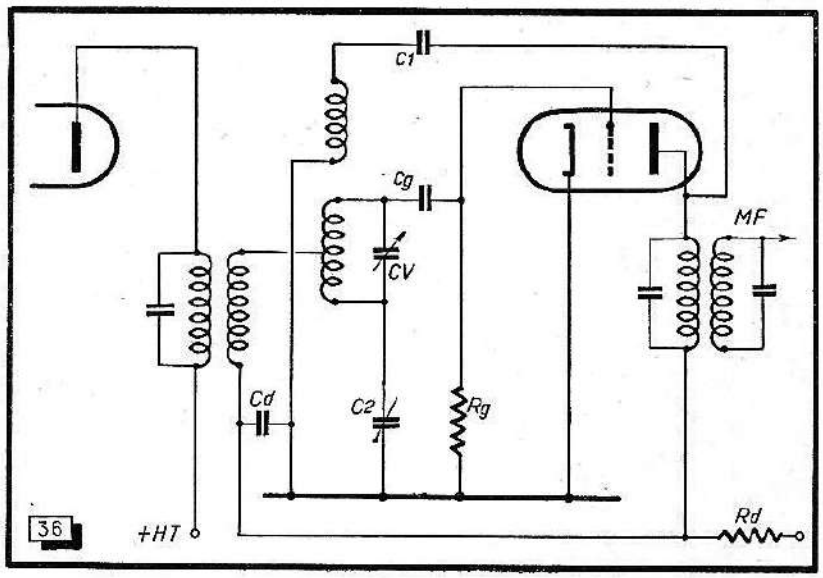


Fig. 36. — Exemple pour le calcul de la réaction M. F.

On peut aussi bien rendre le coefficient α négatif, pour $\alpha = 1/\mu$ on a $R'_i = \infty$. En lui donnant les valeurs négatives plus élevées, R'_i devient négative ; et l'étage oscille sur la M. F., si $-R'_i$ est égale ou inférieure à la résistance de charge. En pratique, on se contente de choisir $\alpha = -1/\mu$. On peut calculer α, en partant des éléments indiqués figure 36 et des capacités inter-électrodes, par

$$\alpha = \frac{C_{ga}.C_d - C_a.C_g}{C_d.(C_g+C_{ge}+C_{gs})+C_g.(C_{ge}+C_a)+C_a.(C_{ge}+C_{gs})+C_{ge}.C_{ga}}$$

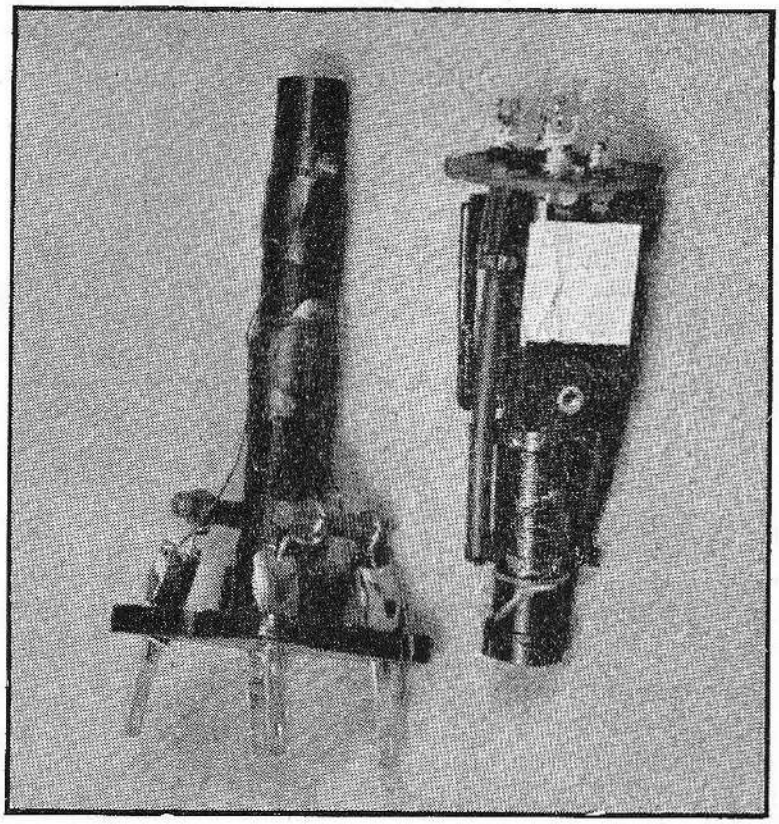
En se donnant α, on obtient

$$C_d = \frac{C_a.C_g + \alpha\,[(C_a + C_{ge}).C_g + C_a.(C_{ga} + C_{ge}) + C_{ga}.C_{ge}]}{C_{ga} - \alpha\,(C_{ga} + C_g + C_{ge})}$$

où C_{ge} est la capacité grille-cathode, augmentée des capacités extérieures correspondantes, comme C_2 figure 36, ainsi que la capacité parasite du C. V. par rapport à la masse. La formule n'est valable que si l'impédance de C_d à 10 MHz est grande par rapport à la résistance de découplage R_d.

On remarque que C_1 constitue une contre-réaction pour toute oscillation de super-réaction qui aurait tendance à se développer dans le tube. On peut donc prendre, pour R_g, des valeurs supérieures à 0,5 MΩ. Ainsi, on ne diminue non seulement la puissance de l'oscillateur local, mais aussi le souffle qui dépend en partie du courant de grille.

La M. F. transmise par la capacité grille-plaque sur la grille de commande s'y mélange avec les oscillations locales ; le produit étant égal à la fréquence de réception, il peut, suivant sa position de phase, augmenter ou diminuer le signal reçu. Peu gênant en général, ce phénomène de « re-conversion » se trouve pratiquement éliminé par la réaction M. F.



Deux réalisations industrielles de transformateurs M. F., accordés sur 10,7 MHz, dont le chapitre IV indique les caractéristiques.

CHAPITRE IV

AMPLIFICATION MOYENNE FREQUENCE

On peut s'étonner de voir s'ouvrir ici un chapitre relativement copieux sur l'amplification moyenne fréquence, pourtant d'apparence assez simple. Mais la pratique montre — et on le comprendra à la lecture de ce qui suit — que l'amplificateur M. F. est, avec le détecteur, l'étage le plus difficile à mettre au point dans un récepteur à modulation de fréquence.

Il ne s'agit, en effet, pas seulement d'obtenir le gain maximum avec la largeur de bande donnée. En F. M., un amplificateur M. F. peut être le siège de distorsions très désagréables, dues à la non-linéarité de la caractéristique de phase. Pour les éviter, il faut respecter de nombreux points qu'on a l'habitude de négliger en A. M. ou en télévision, et que nous devons, par conséquent, traiter avec d'autant plus de détail.

La largeur de bande nécessaire

Nous avons indiqué, à propos de la figure 4, les considérations théoriques aboutissant à une largeur de bande de 225 kHz environ pour le standard international de modulation de fréquence. Les valeurs pratiquement adoptées par les constructeurs de récepteurs et de jeux de bobinages s'échelonnent, par contre, entre 150 et 600 kHz. Il serait donc intéressant de connaître les raisons techniques — et parfois psychologiques — aboutissant à des conceptions aussi divergentes.

Les partisans de la bande étroite ont, évidemment, l'argument de la sélectivité en leur faveur. Toutefois, la distance entre deux canaux est calculée très largement avec 300 kHz sur la gamme F. M., et nous savons que ce mode de transmission est relativement peu sensible aux perturbations, même causées par un autre émetteur F. M. voisin en longueur d'onde. Il est vrai, toutefois, qu'une émission très faible est mieux reçue avec une bande étroite, ne serait-ce déjà qu'à cause du souffle augmentant avec la largeur de bande.

La distorsion qui risque d'apparaître sur ces émissions faibles (fig. 37) devient négligeable devant les phénomènes d'évanouissement et de réflexion. Pour les signaux forts, le limiteur procure, par contre, automatiquement un élargissement de la bande (fig. 38). Il ramène, en effet, tous les signaux dépassant une certaine amplitude, à un même niveau, celui de la ligne $a\ a'$ dans l'exemple de la figure 37. On voit que, de cette façon, la largeur de bande b_2 se trouve pratiquement doublée par rapport à b_1.

Les partisans de la bande large prétendent qu'un signal fort n'existe pas, à cause des habitudes de l'auditeur moyen, qui considère obstinément un bout de fil

cloué sur la plinthe de sa salle à manger comme une antenne suffisante. Dans ces conditions, le limiteur ne peut même pas agir sur l'émission locale ; une réception confortable n'est donc possible que si le récepteur possède une bande passante assez large.

Elle permettra aussi une réception stable dans le cas de glissement de fréquence. Nous avons vu que l'oscillateur local peut produire de tels phénomènes ; ils peuvent aussi apparaître lors du remplacement des tubes, les capacités inter-électrodes pouvant varier de plus de 0,5 pF d'un tube à l'autre. Cela signifie, pour un condensateur de 50 pF et une moyenne fréquence de 10,7 MHz, un décalage de 50 kHz.

On constate des glissements de fréquence plus importants quand on applique un anti-fading aux amplificatrices M. F. La C. A. V. peut faire varier la capacité d'entrée de 3 pF, soit un glissement de 300 kHz dans les mêmes conditions que précédemment.

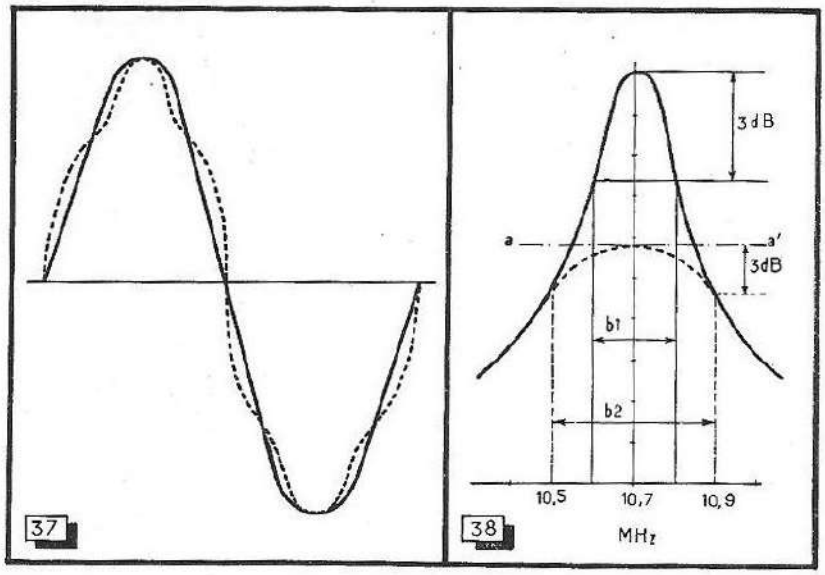


Fig. 37. — Déformation de modulation subie par un signal M. F. passant dans un amplificateur à bande trop étroite (100 kHz).

Fig. 38. — La largeur de bande se trouve augmentée, aux signaux forts, par l'action du limiteur.

La nécessité d'un anti-fading est, évidemment, très discutable, quand le récepteur possède un limiteur efficace ; cependant, certains constructeurs usent de sa valeur psychologique comme argument de vente.

Il faut reconnaître aussi que la tendance actuelle de l'auditeur est d'écouter des émissions confortables, et non de décrocher telle ou telle station éloignée. Cela justifie encore l'utilisation de bandes relativement larges, car il est très peu probable que deux émissions locales se trouvent sur des canaux voisins.

Un dernier argument en faveur de la bande large est la mise au point relativement facile des circuits nécessaires. La caractéristique de phase joue, comme nous le verrons plus loin, un rôle assez important dans les amplificateurs F. M. Or, on est d'autant plus sûr de tomber sur une partie linéaire de cette caractéristique qu'elle est plus étendue par rapport à l'excursion, c'est-à-dire que la bande passante est plus large.

Nous entendons par le terme largeur de bande la plage de fréquences transmise jusqu'à un affaiblissement de 3 dB. La figure 39 illustre cette définition ; la largeur de bande correspond à la longueur *b*.

Les circuits de liaison

Le meilleur compromis qu'on peut tirer des considérations précédentes sur la largeur de bande est obtenu en adoptant une valeur de 250 kHz environ. Dans les tableaux et abaques qui suivent, nous tiendrons, toutefois, compte des autres possibilités.

Il est plus facile de choisir le meilleur compromis entre largeur de bande et sélectivité ; et on préfère toujours le transformateur accordé (fig. 40) au circuit bouchon (fig. 41). La figure 42 montre, en effet, que le premier offre une meilleure sélectivité pour une largeur de bande plus grande.

On sait que la bande passante se trouve rétrécie par la mise en cascade de plusieurs transformateurs. C'est ainsi qu'on doit utiliser, dans le cas de deux ou trois étages M. F., des circuits dont la bande passante est plus large que celle qu'on veut obtenir en définitive. Le tableau suivant précise ces considérations : b signifie la largeur de bande d'un des transformateurs constituants, pris seul, b_2 et b_3 sont des largeurs de bandes résultantes dans le cas de deux ou trois étages M. F. Signalons que le circuit détecteur ne doit pas être compris dans ces considérations.

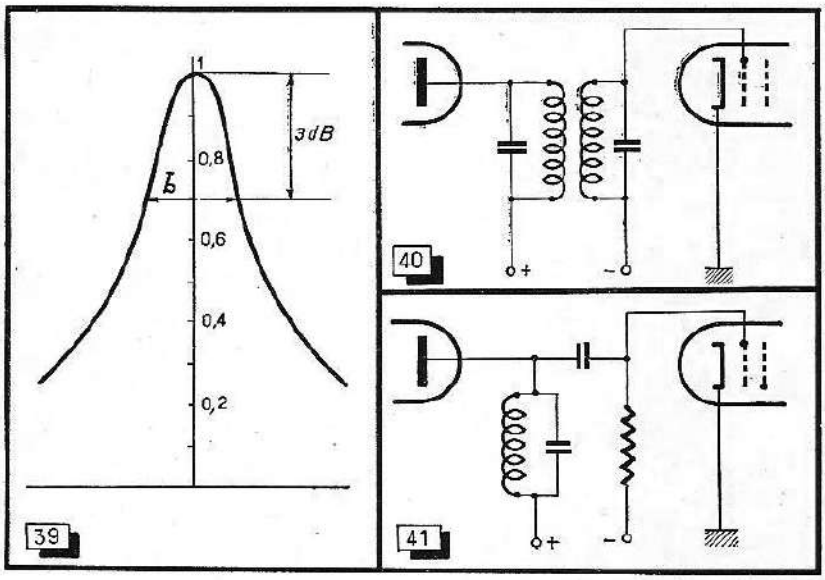


Fig. 39. — La largeur de bande est définie par un affaiblissement de 3 dB (rapport 0,7 environ en tension).

Fig. 40. —Liaison par circuits couplés.

Fig. 41. — Liaison par circuit bouchon.

La largeur de bande d'un transformateur accordé dépend de la surtension de ses circuits et du degré de couplage appelé aussi indice de couplage. Nous entendons, par ce dernier terme, le produit du coefficient de couplage par la surtension. Sa valeur est égale à 1 pour le couplage dit critique.

Le tableau suivant a été calculé pour des transformateurs dont les deux circuits possèdent une même surtension ; mais on peut aussi bien l'utiliser, quand les amortissements des deux circuits diffèrent. Il suffit alors de poser

$$Q = \sqrt{Q_1 \cdot Q_2}$$

Q_1 et Q_2 signifiant les surtensions des deux circuits, et Q la valeur résultante.

Le gain d'un étage M. F. diminue rapidement avec des degrés de couplage inférieurs à 0,5. Comme, d'autre part, de fortes distorsions de phase risquent d'apparaître avec des couplages supérieurs à 1,2, on peut se borner, en pratique, aux valeurs comprises entre ces deux chiffres.

Notons que ces valeurs de surtension sont valables pour des circuits munis de leur blindage et montés suivant leur fonction normale. On peut atteindre sans difficulté les qualités requises pour les circuits : un bobinage soigné peut, en effet, présenter, à 10,7 MHz, une surtension de 100. Au lieu de prévoir des résistances d'amortissement, on réalise, en général, les bobinages en fil assez fin. Souvent, on cherche à obtenir un amortissement supplémentaire en réalisant des blindages particulièrement petits.

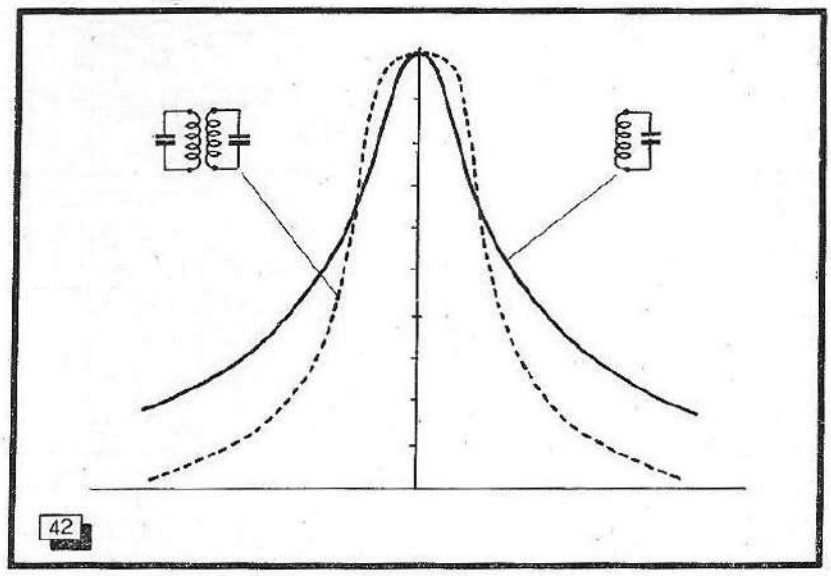


Fig. 42. — Comparaison des courbes de résonance d'un circuit bouchon et d'un transformateur accordé.

Tableau donnant la surtension d'un transformateur accordé pour différentes valeurs de la largeur de bande et du degré de couplage.

	Coefficient de surtension pour			
b	$n = 0,5$	$n = 0,75$	$n = 1$	$n = 1,2$
200	40	55	70	85
250	32	45	56	68
300	27	37	47	57
400	20	28	35	43
500	16	23	28	34
600	13	19	23	29
800	10	15	18	22

Tableau donnant la bande passante en kHz lors de la mise en cascade de deux ou trois paires de circuits couplés.

b	b_2	b_3
200	160	145
250	200	180
300	240	215
400	320	285
500	400	360
600	480	430
800	640	570

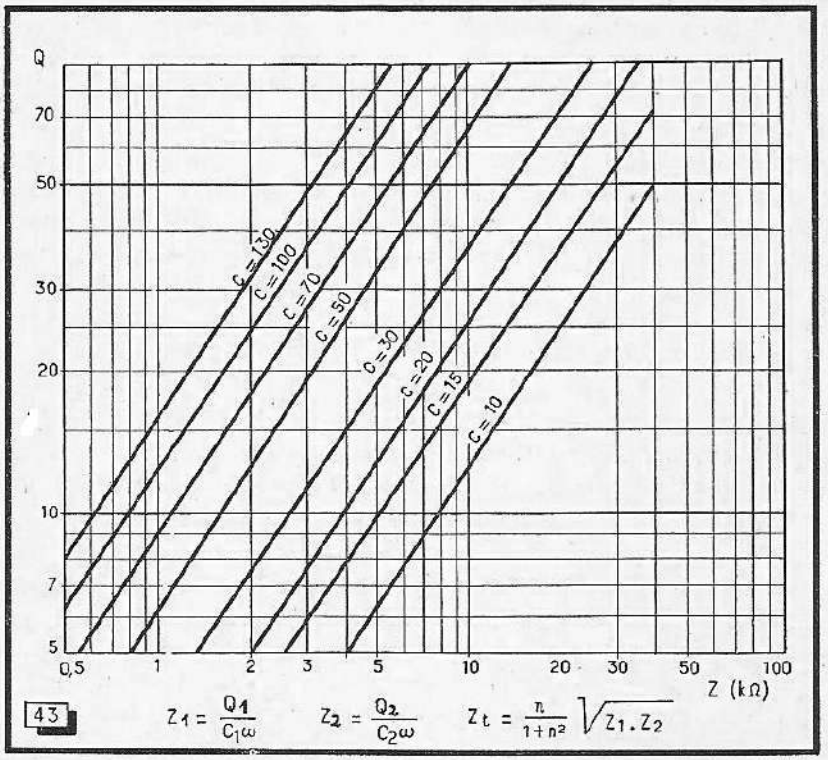


Fig. 43. — Abaque permettant de calculer l'impédance au primaire d'un transformateur accordé.

Calcul du gain d'un étage M.F.

Pour la fréquence envisagée, on peut ne pas tenir compte, dans le calcul, de la résistance d'entrée des tubes. Le cas, déjà traité, de la conversion par triode sans réaction mis à part, on peut également négliger leur résistance interne.

Le gain d'un étage, compris entre la grille du tube précédant le transformateur et son circuit secondaire, se calcule en multipliant la pente de la lampe par l'impédance du transformateur. Cette valeur est donnée par l'abaque de la figure 43,

calculée pour la fréquence de 10,7 MHz en fonction de la surtension et de la capacité d'accord. Dans cette dernière, est comprise la capacité répartie du bobinage, ainsi que les capacités de câblage et inter-électrodes, d'une valeur totale de 10 pF environ.

On voit que le gain devient d'autant plus grand que la capacité d'accord est plus faible, pour une même surtension. Toutefois, on se rappellera toujours que l'influence d'une variation accidentelle de capacité est d'autant plus faible que la capacité initiale est plus grande. De plus, il est difficile d'obtenir un fonctionnement stable avec un gain supérieur à 60.

L'abaque de la figure 43 n'est valable que pour les transformateurs à circuits égaux et pour des couplages compris entre $n = 0{,}75$ et $n = 1{,}2$. Pour $n = 0{,}5$, il suffit de multiplier la valeur lue pour Z par 0,8. Nous avons indiqué, toutefois, en marge, les formules nécessaires pour tout autre cas, Z_1 et Z_2 signifient les impédances du primaire et du secondaire, Z_t l'impédance totale. Les termes Q et C sont utilisés pour les surtensions et capacités correspondantes ; n est le degré de couplage.

Exemple. — On désire calculer un récepteur donnant, pour une tension d'antenne de 10 µV, une tension de 5 V aux bornes d'entrée du détecteur. Le gain total à obtenir est donc de 5×10^5. Estimant le gain des étages H. F. et conversion à 200, il reste une amplification de 2 500 à trouver dans les étages M. F., soit deux étages d'un gain de 50.

Si la largeur de bande définitive est de 240 kHz, on doit, suivant les chiffres indiqués dans le premier tableau, établir les transformateurs M. F. pour une largeur de bande de 300 kHz. Choisissons, pour obtenir une caractéristique de phase particulièrement linéaire, un couplage de 0,75. Le second tableau nous indique alors, avec le chiffre 37, le coefficient de surtension à réaliser. Ensuite, on trouve dans l'abaque de la figure 43 qu'on obtient, dans ces conditions, une impédance de 10 kΩ avec une capacité d'accord de 30 pF. Pour arriver à un gain de 50, il suffit donc d'utiliser une lampe dont la pente est de 5 mA/V.

Un troisième transformateur M. F. sera nécessaire, si on désire faire travailler le dernier étage M. F. en limiteur, demandant une tension de 2 à 5 V à sa grille. Le mode de calcul sera semblable au précédent ; on partira, toutefois, d'une largeur de bande de 350 kHz environ, si on veut encore obtenir une bande passante totale de 240 kHz.

Les calculs que nous venons d'exposer ne sont, évidemment, possibles que si on peut mesurer les caractéristiques des bobinages. Comme l'appareillage nécessaire n'est pas à la disposition de tous, nous donnerons, plus loin, quelques exemples pratiques pour la réalisation des transformateurs M. F., accompagnés de la description de procédés simples pour la mesure de leurs caractéristiques.

Distorsion de phase

On sait que tout circuit oscillant provoque un décalage de phase qui est fonction de la fréquence excitatrice. Quand cette dernière est égale à la fréquence d'accord, le décalage est nul. Ce cas n'est, évidemment, réalisé en F. M. qu'en l'absence de modulation.

Tant que le décalage de phase est proportionnel à la variation de fréquence, il ne fait qu'ajouter une modulation de phase à la modulation de fréquence. Ce fait est sans aucune signification pratique, la modulation de phase pouvant être envisagée comme une modulation de fréquence.

Si, par contre, le décalage de phase n'est pas une fonction linéaire de l'excursion, on observe une distorsion de forme du fait qu'il y a un véritable décalage

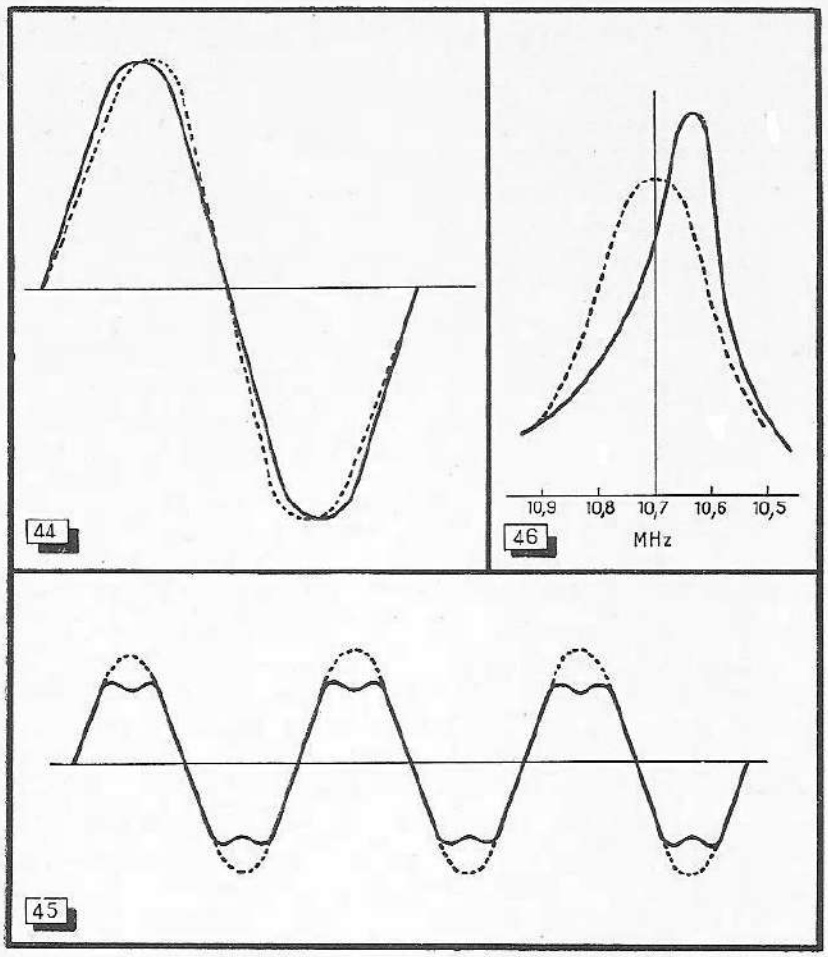


Fig. 44. — Déformation de la modulation provoquée par une distorsion de phase dans un amplificateur M. F.

Fig. 45. — En F. M., un accrochage peut quelquefois provoquer une distorsion importante, sans qu'aucun sifflement ne se manifeste.

Fig. 46. — Une réaction sur un étage M. F. provoque une asymétrie de la courbe de résonance qui penche alors vers les fréquences basses.

de temps dans la transmission des différentes fréquences. La figure 44 montre les déformations que la B. F. de modulation subit dans un tel cas.

La caractéristique de phase d'un circuit bouchon obéit à une fonction trigonométrique (tangente) ; elle n'est donc linéaire qu'au voisinage de la fréquence d'accord. Cela montre encore l'avantage des bandes passantes larges.

L'utilisation des circuits couplés permet d'obtenir des décalages de temps particulièrement faibles. Notons qu'un décalage d'une microseconde provoque, à la fréquence de modulation de 15 kHz et à une excursion de $\pm$ 75 kHz, une distorsion de près de 5 %. Il s'agit là, évidemment, du cas le plus défavorable qui n'arrive que très rarement en pratique ; il est néanmoins recommandé de ne pas dépasser un décalage de temps de 1 microseconde.

Tableau donnant, pour une excursion de ± 75 kHz, les décalages de temps en microsecondes.

b (kHz)	$n = 0,5$	$n = 0,75$	$n = 1$	$n = 1,5$
200	0,2	0,08	— 0,45	— 1,6
250	0,13	0,03	— 0,35	— 1,2
300	0,09	—	— 0,23	— 0,8
400	0,04	—	— 0,11	— 0,4
500	0,03	—	— 0,07	— 0,25
600	—	—	—	— 0,14
800	—	—	—	— 0,05

Dans le tableau suivant nous donnons les décalages de temps des transformateurs accordés pour différentes bandes passantes et degrés de couplage. Pour trouver le décalage total d'un amplificateur, il suffit d'additionner les chiffres trouvés pour ces différents circuits. On remarque que les décalages correspondant à des couplages supérieurs à 0,8 environ sont précédés dans notre tableau, du signe négatif. C'est ainsi qu'on arrive à *compenser* le décalage de temps en utilisant, par exemple, un premier transformateur au couplage 0,5 avec une bande passante de 250 kHz, et un second au couplage critique avec une largeur de bande plus forte.

Dans la pratique, on ne fait que très rarement usage de cette possibilité. Il est toujours plus facile, pour la construction comme pour la mise au point, d'établir tous les transformateurs avec un couplage de 0,75 environ. Dans les cas où le décalage de temps devient négligeable, nous ne l'avons pas chiffré dans le tableau.

Réaction dans un étage M.F.

Tout amplificateur M.F. est plus ou moins soumis à une réaction, ne serait-ce que par le couplage parasite dû aux capacités inter-électrodes. Nous verrons que cette réaction peut être gênante, même si elle ne dégénère pas en accrochage. Mais, bien souvent — et notamment quand on monte son premier récepteur F.M. — on observe la naissance d'oscillations spontanées.

Nous ne souhaitons pas que telle chose arrive à nos lecteurs, mais toujours est-il, que nous constatâmes ce phénomène le jour où nous essayâmes, pour la première fois, un récepteur F.M. de notre construction. Comme on peut le voir, nous avons réuni ici toute l'expérience acquise depuis afin d'éviter de semblables déceptions à ceux qui nous lisent. Néanmoins, il est intéressant de savoir comment un tel accrochage se manifeste dans un récepteur à modulation de fréquence. Le phénomène se produit, en effet, sous une forme assez différente de ce qu'on a l'habitude d'entendre dans un récepteur A.M.

Il existe, bien entendu, l'accrochage violent, accompagné de motor-boating, et qui traduit une défaillance grave. Mais, bien plus souvent, on n'observe qu'un accrochage léger et partiellement entraîné par l'excursion. Les oscillations spontanées se trouvent alors synchronisées par le signal attaquant l'étage.

On observe, quelquefois, un phénomène analogue, en A.M., avec une détectrice à réaction. Accordé sur une forte émission, on peut pousser la réaction au delà de la limite d'entretien, sans que le sifflement apparaisse. On le perçoit, par contre, et avec une note déjà assez aiguë, quand on désaccorde légèrement le récepteur. A l'accord exact, la fréquence produite par la réaction se trouve entraînée par

celle de l'émetteur reçu ; cet entraînement cesse brusquement, quand le désaccord dépasse une certaine limite.

En F. M., la fréquence de l'émetteur varie constamment avec l'excursion. Même si l'étage oscille, on perçoit les pianissimi avec une pureté remarquable, tandis que d'horribles distorsions apparaissent, quand l'excursion quitte la plage de synchronisation. L'étage tend alors à revenir sur sa fréquence propre ; les pointes des sinusoïdes (fig. 45) se trouvent ainsi coupées.

Bien entendu, le phénomène n'est accompagné d'aucun sifflement ; sa fréquence est, en effet, beaucoup trop élevée pour qu'on puisse la percevoir. On ne l'identifie donc que rarement à priori comme un accrochage. Toutefois, on peut facilement le mettre en évidence par la tension continue de détection qu'il fait apparaître en l'absence de tout signal.

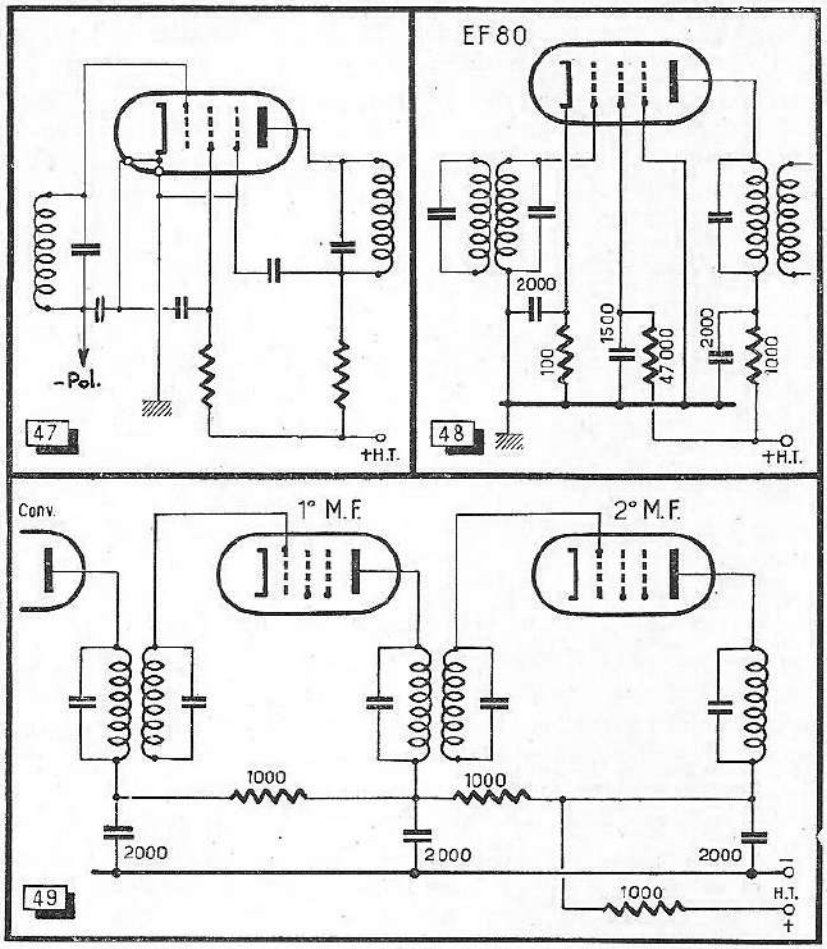


Fig. 47. — Pour éviter des couplages parasites, on doit utiliser les deux prises de cathode des tubes à forte pente.

Fig. 48. — On se contente toujours de capacités de découplage d'une valeur relativement faible.

Fig. 49. — On obtient un découplage particulièrement efficace en utilisant des cellules de filtrage en cascade.

Tendance à l'accrochage

Si la réaction n'est pas assez forte pour provoquer des oscillations spontanées, elle déforme, toutefois, la courbe de résonance. La réaction est introduite, en général,

par la capacité grille-plaque, ramenant le signal sur la grille avec un déphasage de 90°. La réaction ne peut donc se faire sur la fréquence d'accord elle-même, mais sur une fréquence plus basse, correspondant à un décalage de phase de 45° sur les circuits grille et plaque.

Pour cette fréquence, ces deux décalages de 45° s'ajoutent en donnant 90° (en arrière) pour compenser le décalage provoqué par la capacité parasite (90° en avant). Comme un décalage de 45° correspond à un désaccord provoquant un affaiblissement de 3 dB, nous voyons que la fréquence excitée par la réaction se trouve justement à la limite de la bande passante, telle que nous l'avions définie plus haut.

En définitive, la courbe de résonance devient asymétrique et son sommet *penche vers les fréquences basses*. Il est donc facile de mettre en évidence une éventuelle tendance à l'accrochage d'un étage en relevant sa courbe de résonance (fig. 46).

La réaction ne diminue pas seulement la bande passante ; elle provoque aussi, par l'asymétrie de la courbe de résonance, une caractéristique de phase accidentée. On peut, évidemment, restreindre son action en choisissant à l'avance une bande passante suffisamment large. Mais il est préférable d'éviter la réaction par une construction appropriée et, au besoin, un neutrodynage.

Couplages parasites et découplages

Un premier moyen pour réduire la réaction consiste à effectuer un câblage particulièrement soigné, afin d'éviter tout couplage parasite. Les penthodes à forte pente possèdent, en général, deux sorties de cathode, permettant des points de masse séparés pour les circuits de grille et de plaque (fig. 47).

D'une manière générale, on doit réunir toutes les masses d'un étage en un même point, de préférence au canon de blindage du support. De même, on exécute les connexions aussi courtes que possible, en ne regardant pas l'esthétique du câblage. Ces considérations, ainsi que les suivantes, sont, évidemment, aussi bien valables pour les étages d'amplification H. F. Toutefois, les accrochages sont moins à craindre dans ce cas, du fait de l'amortissement plus grand des circuits.

Un découplage ne peut être efficace que si, pour la fréquence envisagée, l'impédance de la capacité reste plus faible que celle des self-inductions parasites du condensateur et de ses connexions. Dans la pratique du câblage sur châssis métallique, on peut estimer la self-induction d'un conducteur droit à 0,01 µH par centimètre de longueur ; valeur qui se trouve encore augmentée s'il est courbé. Le tableau suivant donne les impédances de capacités et self-inductions aux fréquences de 10 et de 100 MHz. Comme on doit estimer la self-induction d'un condensateur au papier métallisé ou à la céramique — types qu'on doit utiliser exclusivement — à 0,03 µH environ, connexions comprises, on voit qu'il n'est guère avantageux d'utiliser des découplages supérieurs à 5 000 pF. La figure 48 donne un exemple des valeurs qu'on adopte en pratique.

Dans la construction d'un amplificateur M. F., il faut également se méfier d'une réaction sur plusieurs étages. On évitera surtout de faire circuler des courants H. F. dans la masse. La tôle du châssis constitue, en effet, une self-induction qui n'est plus négligeable aux fréquences envisagées. Le châssis peut donc constituer une impédance, voire provoquer un couplage entre deux circuits. Pour éviter de tels phénomènes, il suffit, comme nous l'avons déjà dit, de ramener toutes les connexions de masse d'un étage à un même point.

Il est également conseillé d'effectuer les découplages en cascade, en alimentant chaque étage par une tension déjà précédemment filtrée (fig. 49). On peut adopter un principe analogue pour le découplage des filaments (fig. 50). Il est nécessaire, dans ce cas, que les bobines d'arrêt présentent une résistance particulièrement faible.

Tableau donnant les impédances des capacités et self-inductions pour les fréquences de 10 et 100 MHz.

Z (Ω)	C (pF)		L (μH)	
	10 MHz	100 MHz	10 MHz	100 MHz
1	16 000	1 600	0,016	0,0016
2	8 000	800	0,032	0,0032
5	3 200	320	0,08	0,008
10	1 600	160	0,16	0,016
20	800	80	0,32	0,032
50	320	32	0,8	0,08
100	160	16	1,6	0,16
200	80	8	3,2	0,32
500	32	3,2	8	0,8
1 000	16	1,6	16	1,6
2 000	8	0,8	32	3,2
5 000	3,2	0,32	80	8
10 000	1,6	0,16	160	16
20 000	0,8	0,08	320	32
50 000	0,32	0,032	800	80
100 000	0,16	0,016	1 600	160

Toutefois, l'impédance des filaments est assez basse et on n'est que très rarement obligé d'appliquer ce procédé.

Par contre, il est recommandé de découpler les filaments dans le cas où ils sont alimentés en série (tous courants). Tout au moins, on câble celui de la détectrice avec une extrémité à la masse. Dans la plupart des détecteurs, la tension M. F. atteint, en effet, son maximum sur la cathode de cette lampe.

Il est toujours avantageux de disposer les étages d'un récepteur dans l'ordre correspondant à leur fonctionnement. Ainsi, on présente souvent les adaptateurs F. M., destinés à être montés à l'intérieur d'une ébénisterie existante, sous forme de châssis étroits très allongés.

Le neutrodynage

On peut compenser la capacité grille-plaque, en amenant, de la plaque à la grille de l'amplificateur, une tension égale à celle qui est transmise par la capacité parasite, mais de phase opposée. Ce procédé, particulièrement utilisé en émission O. C., s'appelle neutrodynage. Malheureusement, il est pratiquement impossible d'obtenir une compensation exacte ; il n'est donc pas conseillé de pousser le gain d'un étage amplificateur — même neutrodyné — à plus de 80.

Par un mauvais calcul ou réglage, on obtient facilement une sur-neutralisation. Cela ne correspond pas exactement à une contre-réaction, dans le sens que ce terme possède en B. F. En reprenant les considérations sur le décalage de phase données à propos de la figure 46, on comprendra que la sur-neutralisation provoque une réaction sur une fréquence supérieure à la fréquence d'accord des circuits. Elle se traduit, appliquée à faible dose, par une asymétrie de la courbe de résonance qui penche dans ce cas vers les fréquences élevées (fig. 51). Une forte sur-neutralisation provoque un accrochage.

Parmi les multiples procédés de neutrodynage, nous n'en choisirons que deux dont l'application est particulièrement simple et qu'on trouve, par conséquent, quasi-exclusivement dans les récepteurs F. M.

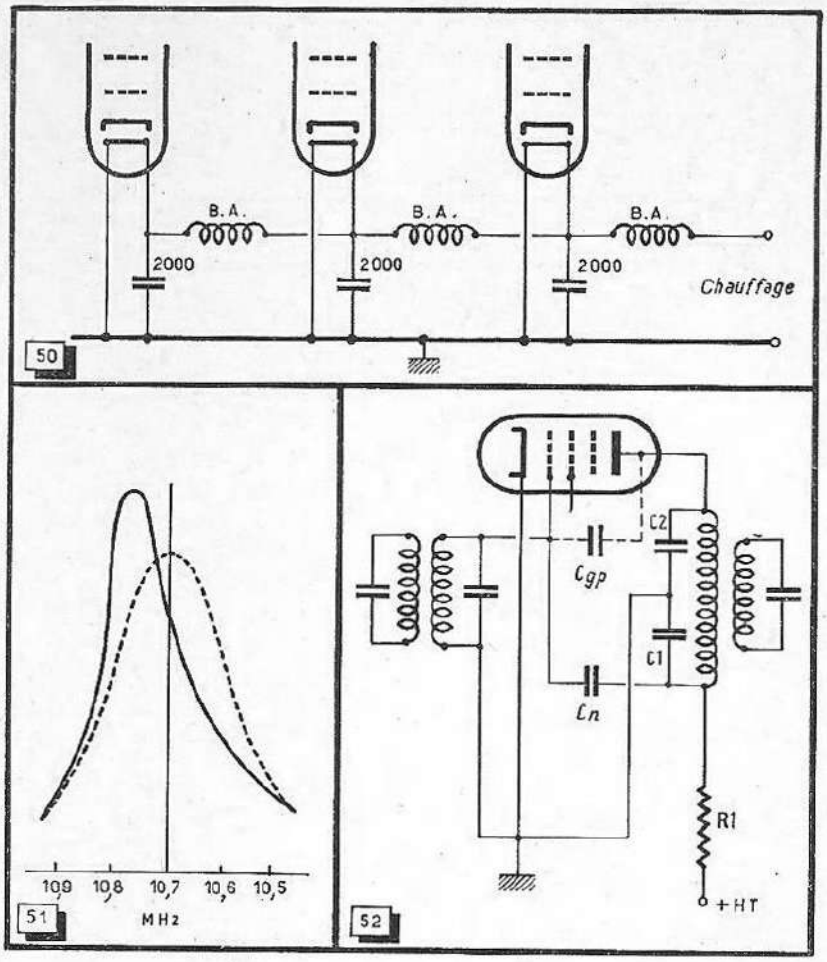


Fig. 50. — Le procédé du découplage en cascade peut également être appliqué aux filaments.

Fig. 51. — Un sur-neutrodynage fait également apparaître une courbe de résonance asymétrique, mais ici le sommet penche vers les fréquences élevées.

Fig. 52. — Neutrodynage plaque.

Dans le neutrodynage plaque (fig. 52) on prélève une partie de la tension du circuit de plaque à son extrémité opposée à cette électrode, pour l'injecter sur la grille de la lampe. La neutralisation est obtenue quand

$$C_1/C_2 = C_{gp}/C_n.$$

Or, la valeur de la capacité grille-plaque est souvent inférieure au centième de pF, et il serait très difficile de réaliser un condensateur de neutrodynage d'une telle valeur. On tourne la difficulté en choisissant C_1 plusieurs centaines de fois plus grande que C_2, soit quelques milliers de pF. On aura alors une capacité de neutrodynage de plusieurs pF.

Le neutrodynage par grille-écran est basé sur un même principe ; le condensateur de neutrodynage est remplacé ici par la capacité écran-grille (fig. 53). Il s'agit, en somme, d'un montage en pont; comme la figure 54 l'indique, son équilibre est atteint quand

$$C_1 = \frac{C_{pm} \cdot C_{ge}}{C_{gp}}$$

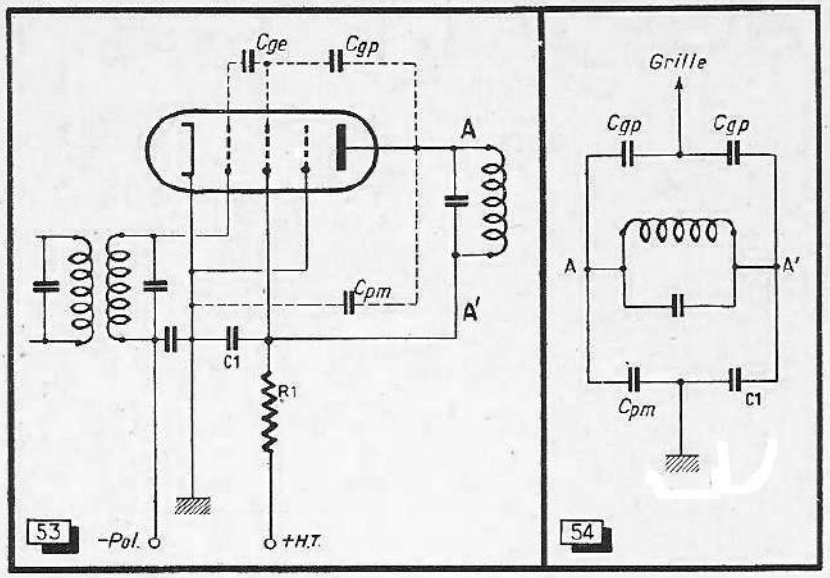


Fig. 53. — Neutrodynage grille-écran, plaque et écran étant alimentés par une même tension.
Fig. 54. — Principe du neutrodynage par grille-écran.

On peut estimer la valeur de la capacité plaque-masse (C_{pm}) à 10 ou 12 pF ; la capacité d'accord du circuit plaque n'en fait, évidemment, pas partie. La capacité écran-grille d'une penthode à forte pente étant de 5 pF environ, on arrive, pour C_1, à une valeur de l'ordre de 5 000 pF. Comme ces capacités peuvent varier sensiblement avec le câblage, il est toujours recommandé de vérifier le neutrodynage en relevant la courbe de résonance.

Le schéma de la figure 53 n'est, évidemment, applicable que si on utilise une tension commune pour l'alimentation de la plaque et de l'écran. Cela n'est que rarement le cas ; et on peut alors avoir recours aux deux variantes suivantes.

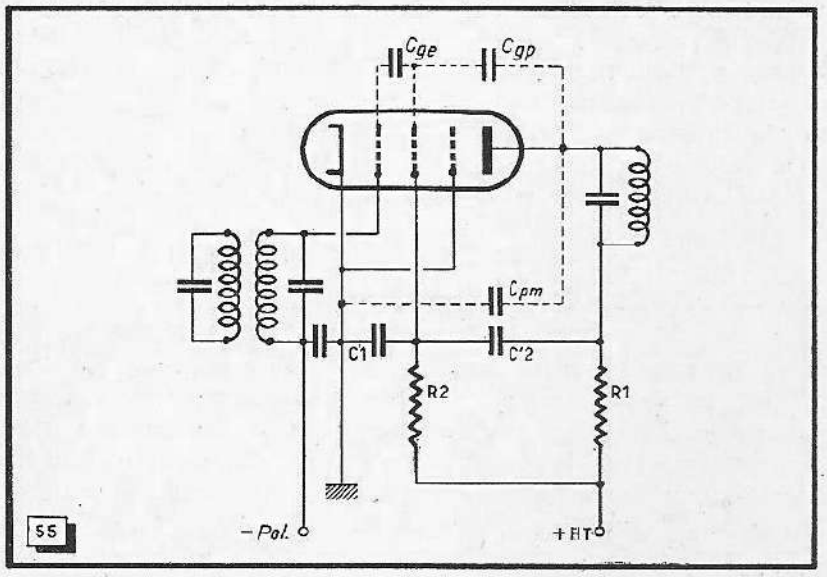


Fig. 55. — Amplificateur M. F. dont plaque et écran sont alimentés par deux tensions différentes ; neutrodynage par grille-écran.

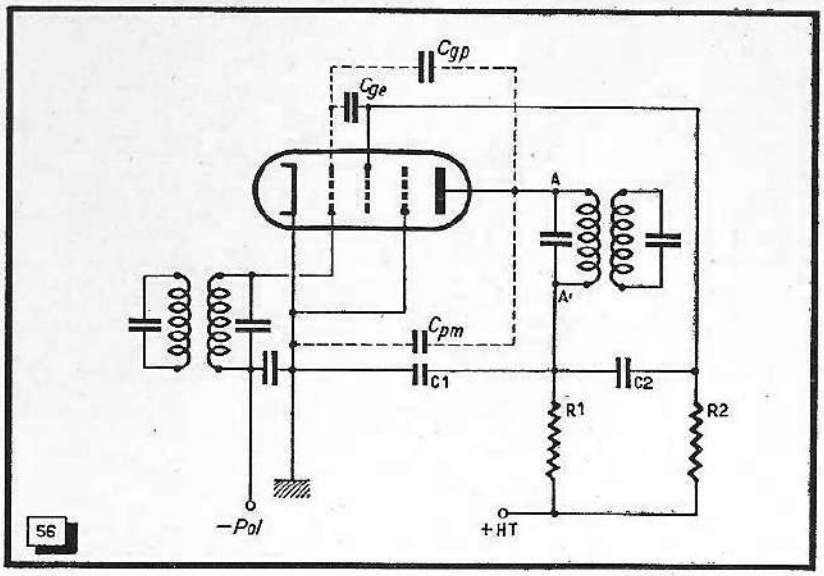


Fig. 56. — Autre procédé de neutrodynage par grille-écran.

Dans l'exemple de la figure 55, C_2 prélève la tension à injecter dans le circuit grille sur la grille-écran. Son impédance doit donc être négligeable par rapport à C_1'. Or, nous avons vu que cette condition est très difficilement réalisable ; on arriverait en effet, à une self-induction prohibitive. Il est donc préférable de considérer C_1' et C_2' comme un diviseur de tension, dont la tâche serait d'amener la tension désirée sur la grille-écran. Il suffit alors de rendre $C_1' = C_2'$ et leur somme égale à la valeur calculée pour C_1.

Dans la variante de la figure 56, C_1 possède la valeur donnée par le calcul établi à propos de la figure 54. C_2 transmet la tension de neutrodynage sur la grille-écran ; il suffit de choisir sa valeur pour que son impédance soit faible par rapport à R_2. Un condensateur de 1 000 à 5 000 pF peut donc faire l'affaire. Notons que R_1 doit être, dans les trois schémas que nous venons d'examiner, beaucoup plus grand que l'impédance de C_1. Cette condition est toujours réalisable sans difficulté.

Un problème particulier se pose quand on veut utiliser la triode et l'hexode d'une ECH81 respectivement en convertisseuse et amplificatrice M. F. (fig. 57). Il s'agit de compenser la capacité parasite entre les plaques des deux systèmes. La tension prélevée sur la plaque hexode est, dans ce but, injectée dans le circuit de sortie de conversion, à l'extrémité opposée de la plaque triode.

La construction des bobinages M.F.

Les données que nous résumons dans les figures 58 et 59 ainsi que dans le tableau suivant permettent, dans tous les cas, d'établir des bobinages corrects. Pour atteindre la perfection, une mise au point par la mesure reste nécessaire. Les diamètres des blindages, comme les capacités de câblage et inter-électrodes jouent, en effet, un rôle assez important sur des fréquences de plusieurs mégahertz.

Les transformateurs décrits sont établis pour une bande passante de 300 kHz environ. Leur degré de couplage est légèrement inférieur à 1 ; cela permet d'obtenir des distorsions de phase particulièrement faibles. Il est, d'ailleurs, inutile de définir ce couplage avec une très grande précision, le résultat final étant sensiblement équivalent pour des valeurs comprises entre 0,7 et 0,9.

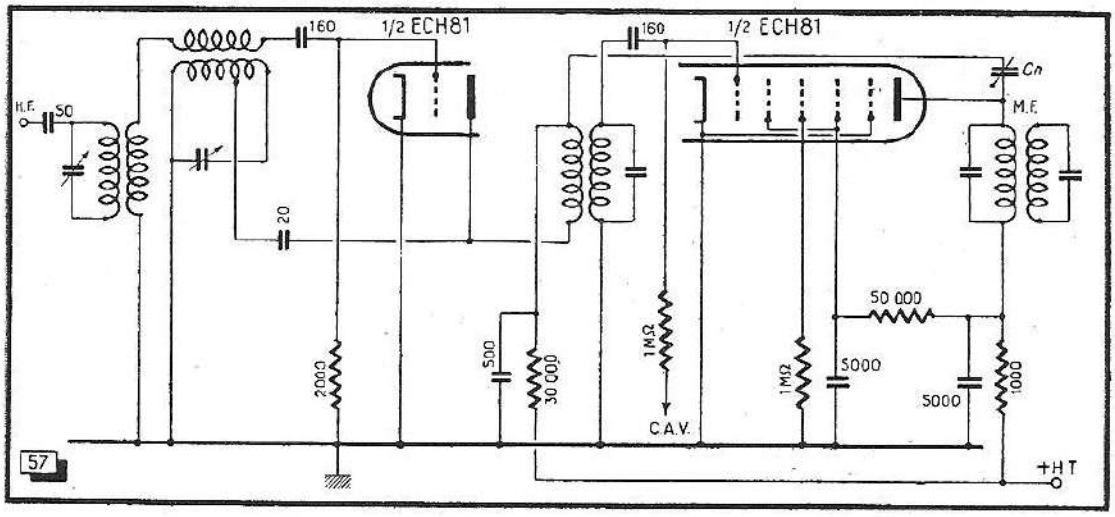


Fig. 57. — Neutrodynage dans le cas d'une lampe combinée (ECH81).

Les valeurs indiquées pour C sont celles des condensateurs à connecter sur les enroulements ; elles se trouvent augmentées, dans le montage, par les capacités parasites, de 10 à 12 pF environ. Tous les bobinages sont munis de noyaux ferromagnétiques du type qui est utilisé pour les gammes P. O. et G. O. Ils permettent une plage de réglage assez grande tout en introduisant l'amortissement nécessaire.

Les bobinages peuvent, soit être réalisés sur un mandrin unique possédant deux

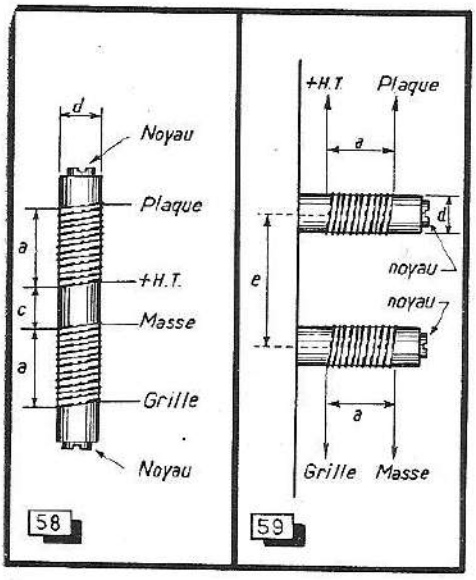


Fig. 58. — Disposition des bobinages M. F. sur mandrin unique.

Fig. 59. — Montage sur mandrins séparés, employé dans les transformateurs combinés A. M./F. M.

(Les cotes et caractéristiques sont indiquées dans le tableau de la page suivante).

noyaux (fig. 58), soit sur deux mandrins distincts montés de façon que leurs axes soient parallèles (fig. 59). Dans le premier cas, on observe quelquefois une légère influence des noyaux sur les bobinages opposés. Le second type est presque exclusivement réservé aux transformateurs combinés A. M./F. M. On utilise toujours du fil émaillé, dont les dimensions sont données dans le tableau suivant.

Nous n'indiquons que les données pour des transformateurs dont les deux circuits sont égaux. Les chiffres portés dans chaque ligne du tableau sont donc valables pour les primaires aussi bien que pour les secondaires. Il est exact qu'on peut obtenir

certains avantages en faisant suivre une lampe à faible impédance interne par un transformateur dont les deux circuits présentent des surtensions et rapports L/C différents. Une mise au point précise s'impose, toutefois, dans ce cas ; il est donc inutile de compliquer la construction des bobinages par cette particularité, quand on ne possède pas l'appareillage adéquat.

Données pour la réalisation des bobinages M.F.

C (pF)	Nombre spires	Diam. fil (mm)	Dimensions (mm)			
			a	*c*	*d*	*e*
100	10	30/100	7	10	15	—
60	16	35/100	8	—	10	32
50	16	35/100	9	—	10	30
35	32	30/100	11	7	7	—
35	32	30/100	11	5	7	— (1)
30	28	20/100	5	6	9	—
22	38	25/100	9	—	7	25
10	35	25/100	8	8	8	—

(1) Transformateur à couplage renforcé, à utiliser dans le circuit plaque d'une convertisseuse triode sans réaction M.F.

Mesures sur les bobinages

On peut déterminer les caractéristiques principales des transformateurs M. F. par deux mesures, celles de la largeur de bande et du degré de couplage. Elles doivent être effectuées sur l'amplificateur monté définitivement sur son châssis.

Pour la mesure de la bande passante d'un transformateur M. F., on peut se servir du montage indiqué dans la figure 60. On règle l'hétérodyne sur 10,7 MHz, et on accorde les circuits du transformateur sur le maximum de déviation du voltmètre électronique. Comme on ignore encore le couplage du transformateur, il est nécessaire d'amortir, pendant l'alignement, le circuit opposé à celui qu'on règle par une résistance de 2 000 Ω environ.

Puis, on règle le niveau de sortie de l'hétérodyne de façon à obtenir une déviation facilement repérable, par exemple de 1 volt. Ensuite, on dérègle l'hétérodyne, des deux côtés de la fréquence centrale de 10,7 MHz, jusqu'à ce qu'on obtienne une déviation de 0,7 V. La distance entre ces deux fréquences latérales est égale à la largeur de la bande.

Cette mesure ne permet évidemment pas de déterminer la diminution que la largeur de bande subit par la mise en cascade de plusieurs transformateurs, ou par une réaction éventuelle. Cette dernière ne peut, en effet, avoir lieu que si on insère un circuit oscillant dans la plaque du dernier tube. Il est donc nécessaire de répéter la mesure sur tout l'amplificateur M. F., ainsi que nous le verrons au chapitre consacré à la mise au point des récepteurs F. M.

On sait qu'on peut déterminer le couplage d'un transformateur accordé en mesurant le rapport entre les tensions se développant sur son primaire en charge et à vide. Même en utilisant, pour cette mesure, un voltmètre électronique n'introduisant aucun amortissement, il est nécessaire de compenser la capacité qu'il possède inévitablement.

Cela est facile, quand le primaire est accordé par un trimmer. Or, comme ce n'est que très rarement le cas, il est préférable d'utiliser le montage indiqué dans la figure 61. On couple un redresseur qui possède lui-même une capacité très faible (détecteur au germanium) d'une manière très lâche à la plaque du premier tube. On peut aussi

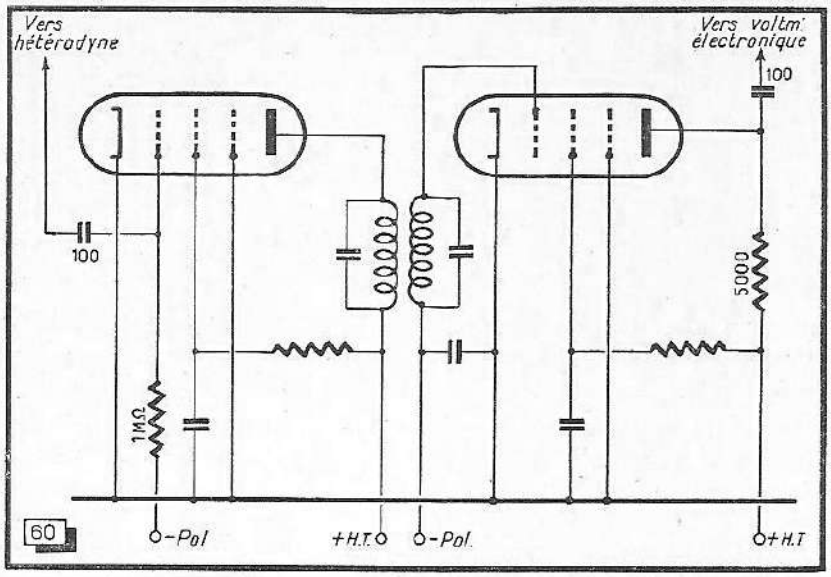


Fig. 60. — Mesure de la largeur de bande.

brancher le probe du voltmètre électronique par un condensateur de 1 pF, mais sa capacité propre étant de l'ordre de 10 pF en général, on risque de ne plus recueillir une tension suffisante. Il n'est, en effet, pas possible de travailler avec des tensions supérieures à 2 volts sur la grille du second étage. Autrement, un courant de grille risque d'amortir le bobinage et de fausser entièrement la mesure.

L'hétérodyne étant réglée, comme précédemment, sur 10,7 MHz, on règle le circuit primaire sur le maximum de déviation du voltmètre électronique, et on repère cette déviation U_1. Pendant cette opération, on désaccorde fortement la secondaire, soit en dévissant entièrement son noyau de réglage, soit en connectant provisoirement un condensateur de 100 pF sur ses bornes.

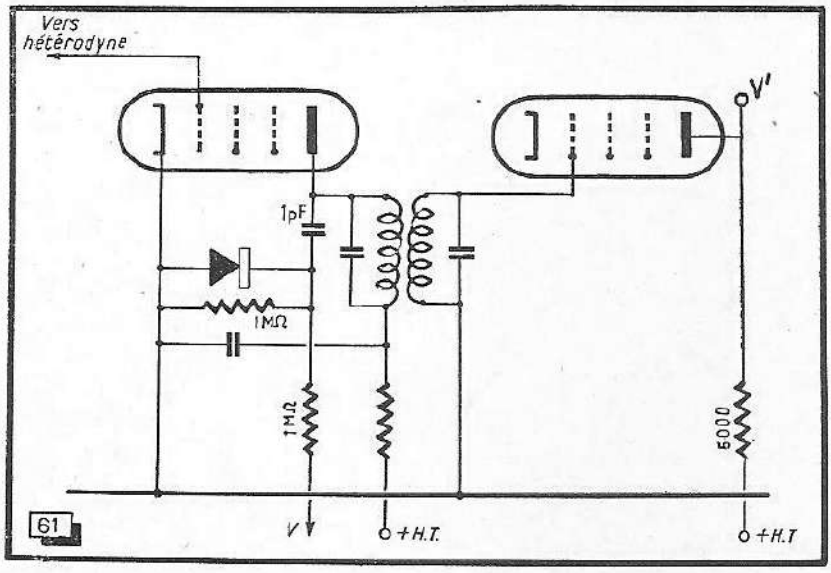


Fig. 61. — Mesure du degré de couplage.

Ensuite, on amortit, sans toucher à son réglage, le primaire par une résistance de 2 000 Ω environ, et on procède à l'accord exact du secondaire en branchant, comme dans la figure 60, le voltmètre électronique sur la plaque du second tube. Après avoir retiré la résistance d'amortissement, on mesure de nouveau la tension sur le primaire, qu'on trouve plus faible que précédemment et qu'on appelle U_2. Pour obtenir le degré de couplage, il suffit de calculer

$$n = \frac{U_1}{U_2} - 1.$$

On peut aussi bien laisser le voltmètre constamment branché sur le primaire, qu'on n'a pas besoin d'amortir dans ce cas, et régler le secondaire de façon que la déviation devienne minimum.

Bien entendu, il est inutile de connaître les tensions exactes sur le primaire qui seraient, à cause du couplage lâche, toujours plus fortes que celles qu'on mesure. Il suffit de mesurer leur rapport.

Exemple. — On trouve, à la première mesure (fig. 60), une tension de 1 V pour 10,7 MHz, et 0,7 V pour 10,55 et 10,85 MHz. La largeur de bande est donc de 300 kHz. En effectuant la mesure permettant de déterminer le couplage, on trouve 1 V pour U_1 et 0,55 V pour U_2, et on déduit, de la formule ci-dessus, que $n = 0{,}9$.

Partant de ces valeurs, on peut évaluer la surtension des bobinages à 43 environ, en se rapportant au tableau correspondant publié au début de ce chapitre. Si les circuits du transformateur sont accordés avec des condensateurs de 20 pF, on peut estimer à 30 pF la capacité d'accord totale. Par l'abaque de la figure 43, on détermine alors l'impédance du transformateur : 12 kΩ environ. Le gain de l'étage est donc de 48 si on utilise une lampe dont la pente est de 4 mA/V.

Enfin, il suffit de consulter le tableau donnant le décalage de temps, pour constater que celui-ci est encore négligeable, même avec trois étages M. F., à condition, bien entendu, qu'on n'introduise pas de réaction.

CHAPITRE V

LES LIMITEURS D'AMPLITUDE

Limiteur idéal

Nous avons déjà mentionné que la fonction du limiteur est d'empêcher toute modulation d'amplitude d'atteindre l'étage de détection. Comme beaucoup de détecteurs F. M. possèdent un effet limiteur, il n'est pas toujours nécessaire de prévoir un étage séparé assumant cette fonction. On ne les trouve donc que dans les récepteurs de qualité, notamment en combinaison avec le détecteur symétrique dont l'effet antiparasites est particulièrement faible.

Un limiteur idéal — qu'il introduise ou non une amplification — possède une caractéristique semblable à celle de la figure 62. Elle possède une partie inclinée et, après des coudes très brusques, deux parties horizontales en haut et en bas. Le signal d'entrée *a* n'est donc transmis linéairement que si son amplitude ne dépasse pas la partie inclinée de la caractéristique.

L'effet de limitation devient sensible quand l'amplitude de l'onde *a* dépassé ce seuil. Une modulation d'amplitude éventuelle, portée par l'onde *a*, se trouve donc éliminée, en *b*, après le passage dans le limiteur. On voit qu'il faut amener, dans les premiers étages du récepteur, le signal à une amplitude assez forte pour que la limitation puisse être efficace. Un circuit oscillant suivant se chargera d'arrondir les sommets aplatis de l'onde *b*.

Limiteur par diodes

Un limiteur d'un principe de fonctionnement particulièrement simple est montré dans la figure 63. Il utilise deux diodes polarisées qui ne deviennent conductrices que pendant les pointes de la tension appliquée à l'entrée dépassant la tension de polarisation. Ces pointes se trouvent donc court-circuitées par les redresseurs et apparaissent comme chutes de tension sur la résistance R, à condition que cette dernière soit grande par rapport aux résistances internes des redresseurs.

En pratique, R est constituée par l'impédance de sortie du transformateur précédent. Pour les détecteurs, on utilise de préférence des diodes au germanium, ne présentant qu'une résistance interne de quelques centaines d'ohms. La figure 64 montre la caractéristique d'une telle diode.

Bien que simple d'apparence, ce montage n'est que très rarement utilisé. Il n'apporte, en effet, aucune amplification, et il n'est pas toujours facile de se procurer les tensions de polarisation nécessaires.

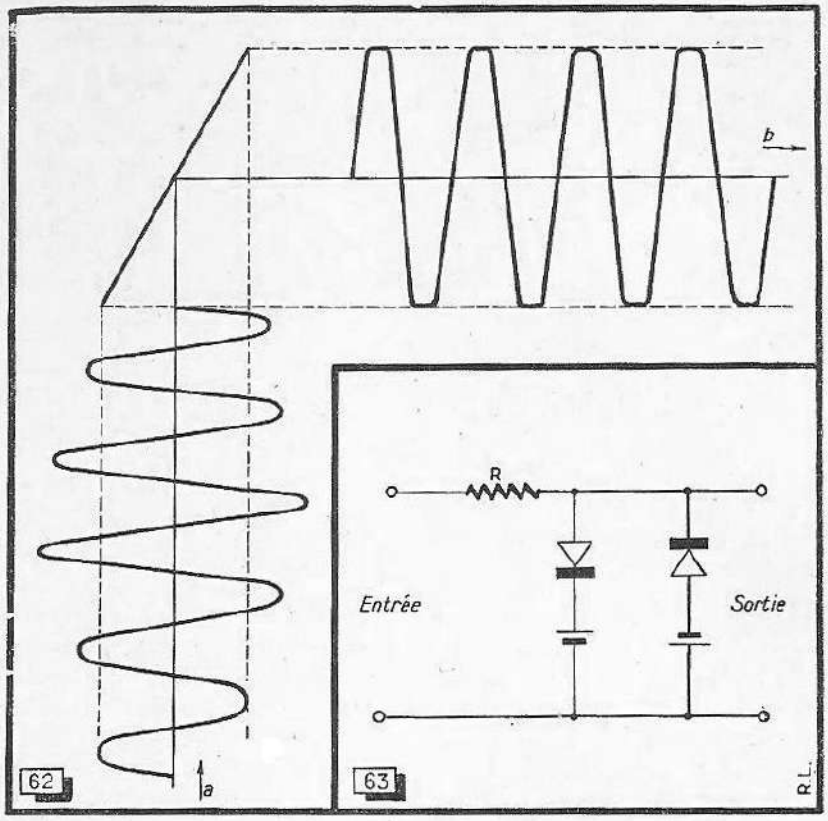


Fig. 62. — Caractéristique d'un limiteur idéal.
Fig. 63. — Limiteur à deux diodes polarisées.

Limiteur amortisseur

On utilise plus volontiers la diode au germanium dans un montage tel que l'illustre la figure 65. Le redresseur est branché, ici, aux bornes d'un bobinage couplé au transformateur de détection. Avec un signal d'amplitude constante, le condensateur de 4 µF se charge à une certaine tension, et le circuit ne se trouvera amorti que par la résistance de détection de 22 kΩ. La charge du condensateur ne pouvant suivre une brusque augmentation du signal, le circuit se trouve amorti, dans un tel cas, par la résistance interne très faible du détecteur.

Une brusque diminution du signal se trouve, par contre, au moins partiellement compensée. Le condensateur ne pouvant écouler assez rapidement sa charge, le redresseur se trouve bloqué, et le circuit auxiliaire n'agit plus que par son amortissement propre. On sait que le degré de couplage d'un transformateur devient, pour une même distance entre les bobines, d'autant plus faible que son amortissement est plus grand. Le rendement du transformateur se trouve ainsi abaissé aux signaux de forte amplitude, et inversement.

Même si on ignore le fonctionnement du détecteur symétrique utilisé dans ce montage (fig. 65), on conçoit facilement que l'amortissement provoqué par le limiteur doit également faire baisser son rendement. Nous verrons plus loin, à propos du détecteur de rapport, qu'on peut employer les diodes du détecteur même pour obtenir un effet de limitation par amortissement. La figure 65 montre qu'on peut utiliser la tension détectée pour un réglage d'antifading.

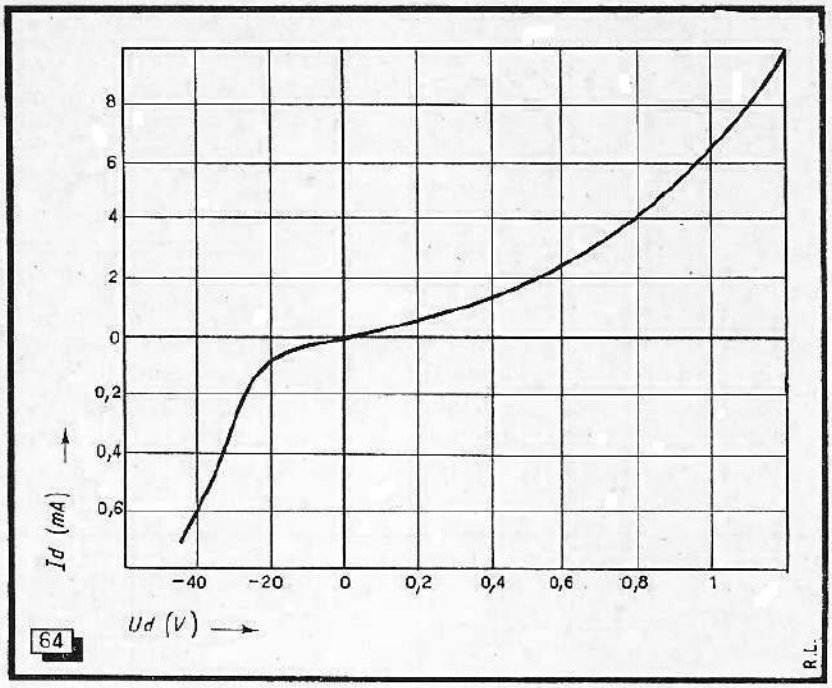


Fig. 64. — Caractéristique d'une diode au germanium utilisée fréquemment dans les limiteurs. Noter le changement d'échelle pour les courants inverses.

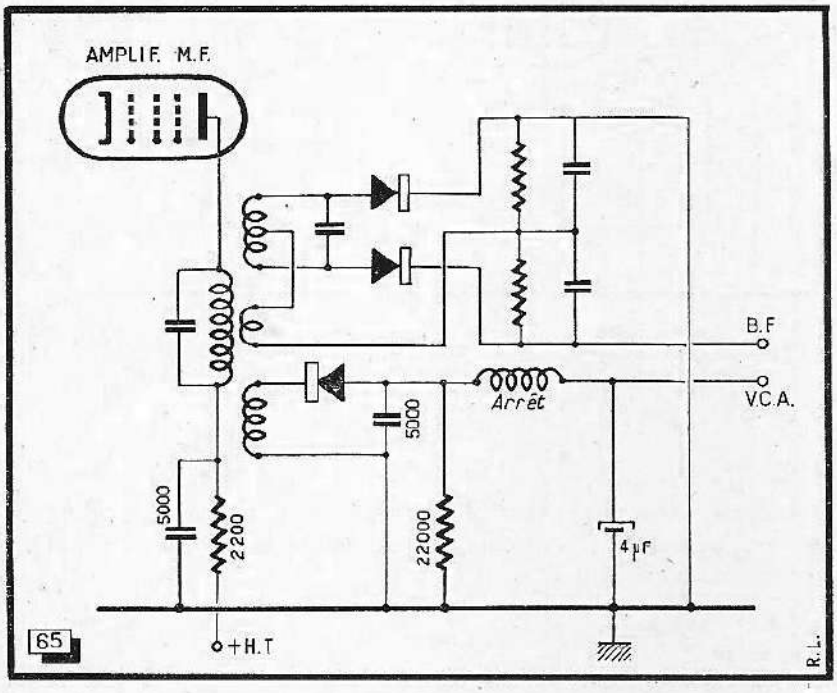


Fig. 65. — Ce circuit limiteur-amortisseur à diode fait partie d'un étage de détection symétrique. Accessoirement, il délivre une tension utilisable pour le contrôle automatique de volume.

Détection grille

La figure 66 montre un procédé de limitation très fréquemment utilisé. Au repos, le tube n'est polarisé que par le courant direct de grille. Pendant une période négative d'un signal appliqué, le courant de plaque peut devenir nul, si l'amplitude du signal dépasse la tension de cut-off de la lampe.

Les pointes positives, par contre, provoquent un courant de grille qui amortit le transformateur précédent, et en même temps, charge le condensateur C ; et la charge ne pouvant s'écouler que lentement à travers la résistance R, il rend la grille plus négative. Cette polarisation automatique — qu'on utilise, d'ailleurs, dans de nombreux montages oscillateurs —, tend à s'opposer à toute augmentation du signal.

Trois possibilités d'application de la limitation par détection grille sont montrées dans la figure 67. Dans le souci de réduire au minimum la longueur des connexions de grille, on n'utilise que très rarement le montage indiqué en *a*, et la version *b*

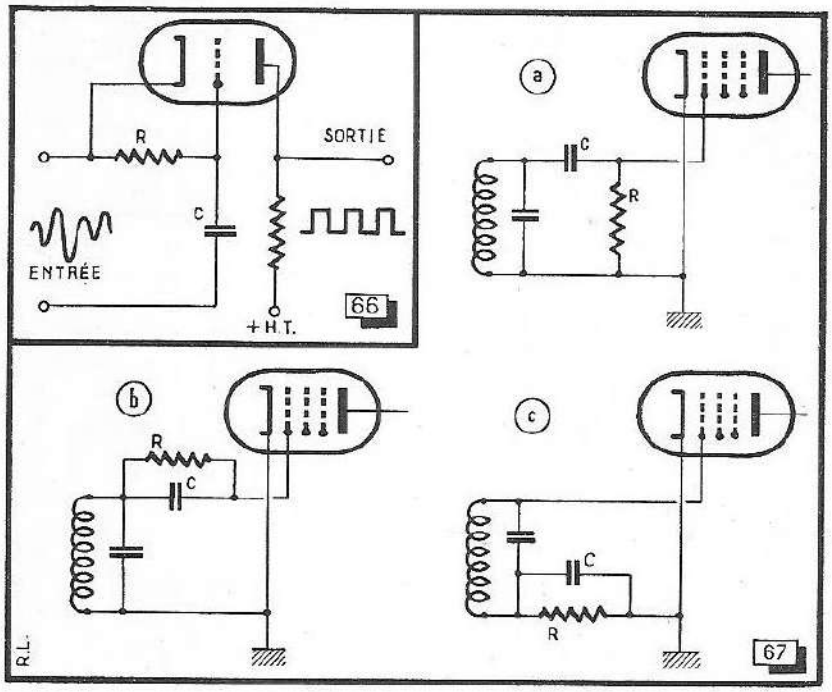


Fig. 66. — Principe du limiteur par détection grille.
Fig. 67. — Le circuit limiteur par détection grille RC peut être monté de trois façons différentes.

seulement si on peut incorporer les éléments R et C dans le blindage du transformateur précédent. On préfère, en général, le montage 67 *c* où R et C sont insérés dans la sortie froide du circuit.

L'efficacité de la limitation dépend de la constante de temps du circuit RC. Si elle est trop faible, les impulsions de longue durée ne sont pas suffisamment limitées ; si elle est trop forte, les impulsions brèves n'ont plus le temps de charger le condensateur. En pratique, on utilise des valeurs entre 3 et 10 µs, en choisissant C entre 50 et 100 pF, et R entre 10 et 100 kΩ.

On obtient une meilleure limitation en utilisant deux étages (fig. 68) qu'on dote de constantes de temps différentes. Toutefois, il est souvent plus économique d'utiliser un détecteur-limiteur du genre ennéode. Il demande, à son entrée, une tension d'attaque

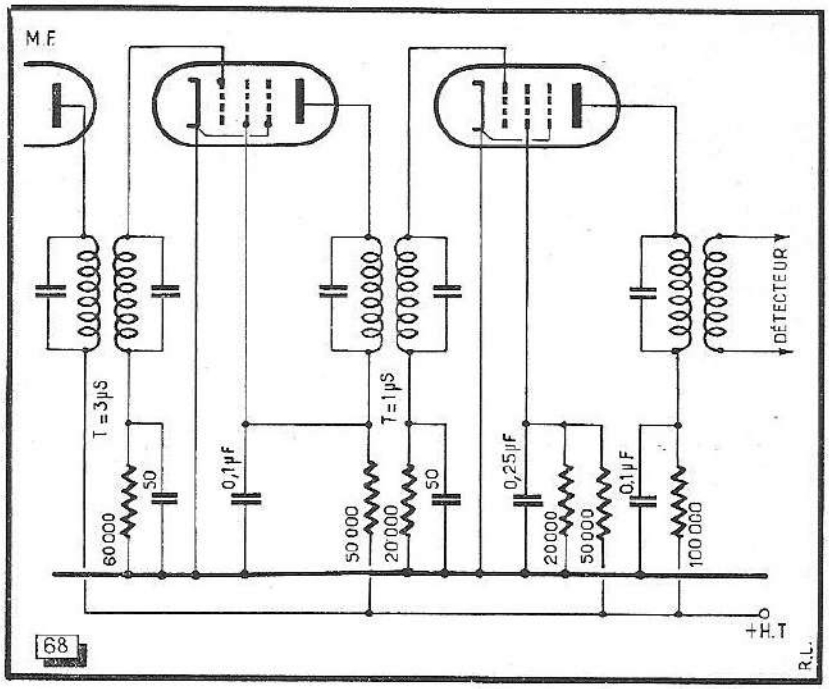


Fig. 68. — Deux étages limiteurs par détection grille de constantes de temps différentes.

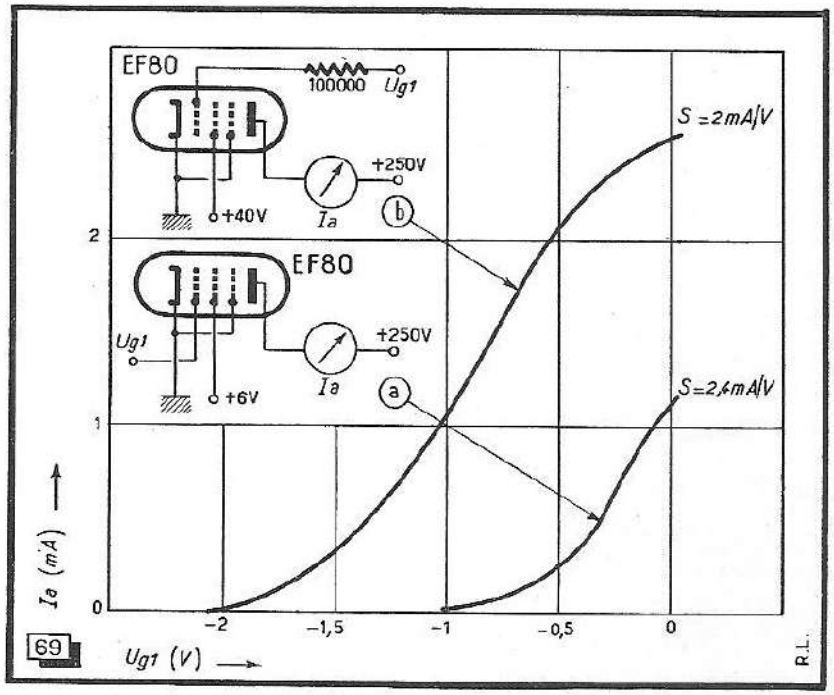


Fig. 69. — Caractéristiques statiques d'une EF80 à écran sous-alimenté.

plus élevée que le limiteur par détection grille, mais aucune constante de temps n'intervient dans son fonctionnement.

Penthode sous-alimentée

Pour obtenir une limitation avec une tension d'attaque aussi faible que possible, ont doit s'arranger pour donner au tube utilisé un recul de grille très faible. On y parvient en abaissant la tension de grille-écran ; la courbe *a* de la figure 69 montre que le courant plaque cesse pratiquement de circuler pour une polarisation de — 1 V, si la grille écran est alimentée avec une tension de 6 V seulement.

La courbe *b* a été relevée avec une tension d'écran de 40 V ; le cut-off est atteint à — 2 V environ. On remarque, toutefois, que la pente de cette courbe (2 mA/V) est plus faible que celle de la précédente (2,4 mA/V).

L'inflexion de la partie supérieure de la caractéristique *b* est due à la présence de la résistance de 100 kΩ dans la connexion de grille. Le courant de grille, qui existe pour des polarisations de 0 à — 0,5 V environ, fait naître à ses bornes une tension tendant à compenser la tension de commande appliquée.

En pratique, on doit shunter cette résistance par un condensateur, et on arrive ainsi à une combinaison des limitations par détection grille et par penthode sous-alimentée. Les figures 70 et 71 montrent quelques caractéristiques dynamiques que nous avons relevées sur de tels limiteurs. Elles ont été obtenues en appliquant une tension alternative variable au circuit grille et en mesurant la tension alternative de plaque. De cette façon, le résultat est immédiatement utilisable en pratique, ce qui n'est pas le cas avec une caractéristique statique comme celle de la figure 69.

On voit (fig. 70) que la limitation intervient à partir d'une tension d'attaque de 3 V efficaces, pour une résistance de grille-écran de 47 kΩ. Pour des tensions d'écran plus faibles, la caractéristique commence à s'incliner pour 2 ou 1.5 V sur la grille. Le coude est, toutefois, moins brusque, et la dernière partie de la caractéristique s'écarte d'autant plus de l'horizontale que la résistance dans l'alimentation écran est plus élevée.

On observe un phénomène inverse avec le tube 6AU6. Il ne présente qu'un très faible effet de limitation avec une résistance de grille-écran de 47 kΩ. Le fonctionnement est, par contre, acceptable, si on porte cette résistance à 470 kΩ, bien que son amplification soit assez faible dans ces conditions.

Cependant, on ne doit pas conclure de ces faits que le EF80 est le tube le plus apte, parce qu'il possède un excellent effet limiteur tout en permettant une amplification élevée. On n'a, en effet, pas besoin de cette amplification, un gain de deux ou de trois étant largement suffisant pour un étage limiteur.

Un gain supérieur se justifie, toutefois, si on désire que le limiteur agisse seulement sur les signaux forts. Cela permettra une écoute confortable des stations locales en gardant une réserve d'amplification pour les stations éloignées. C'est, évidemment, un compromis peu heureux, car les parasites se manifestent principalement sur celles-là.

Dynatron

Une penthode, dont la plaque est portée à un potentiel inférieur à celui de l'écran, montre un maximum de courant anodique pour une certaine tension de polarisation, son intensité décroissant pour toute modification de cette tension de grille de commande dans les deux sens. Cet effet peut également être utilisé pour une limitation.

La figure 72 montre quelques caractéristiques statiques relevées avec le tube EF80. On voit que le courant plaque devient maximum pour une tension de l'ordre de 1 V

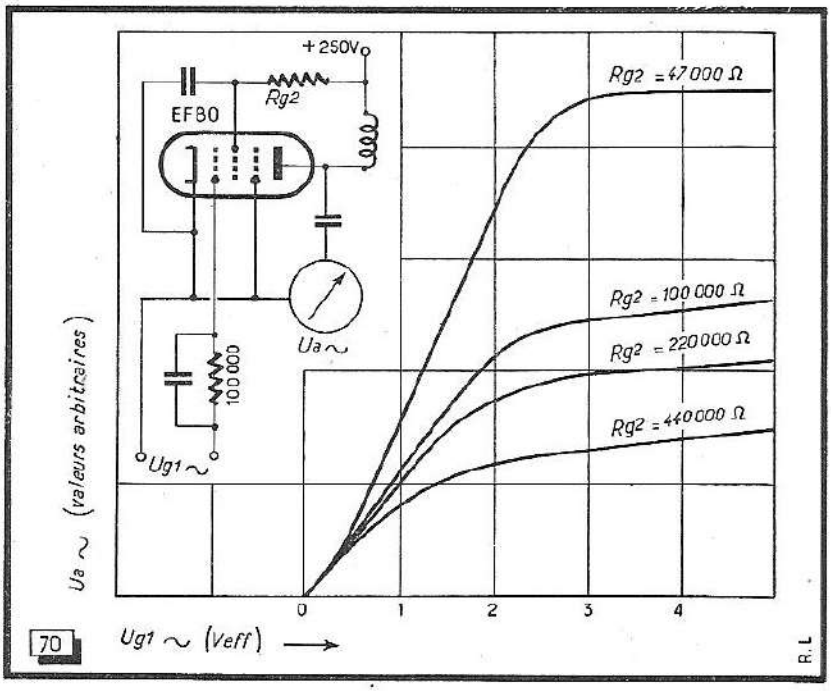


Fig. 70. — Caractéristiques dynamiques d'un limiteur avec le tube EF80.

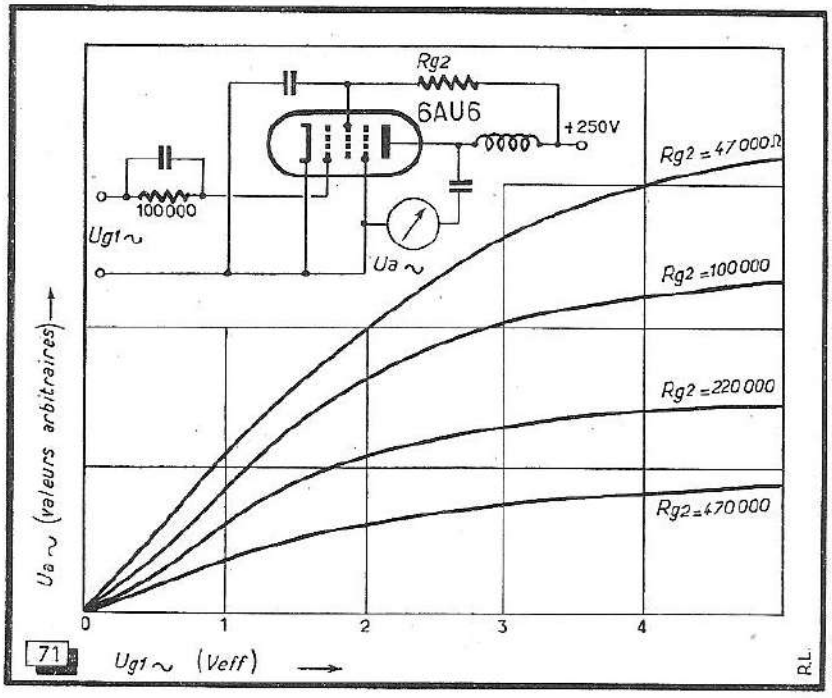


Fig. 71. — Caractéristiques dynamiques d'un limiteur utilisant le tube 6AU6.

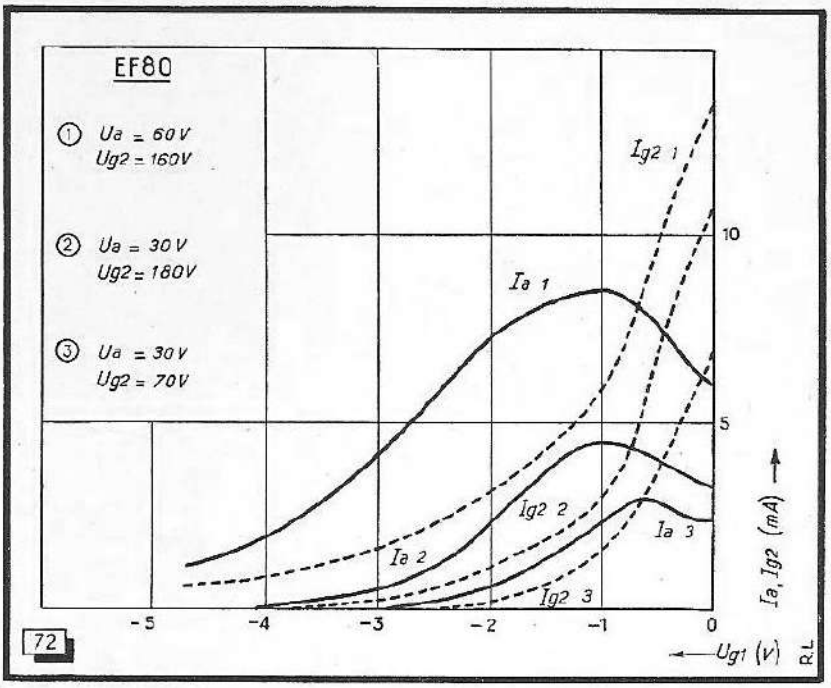


Fig. 72. — Caractéristiques statiques d'une EF80 dans un montage dynatron.

sur la grille de commande. Le courant de grille-écran atteint, toutefois, des valeurs inaccoutumées. Le tube supporte assez bien cette surcharge du fait que l'intensité cathodique totale ne se trouve pas augmentée par rapport au fonctionnement normal.

La caractéristique dynamique de la figure 73 montre l'excellent effet limiteur du dynatron. On observe même une sorte de « surlimitation », le signal plaque tendant à baisser pour des excitations dépassant 4 volts environ.

La courbe étant dessinée avec une échelle différente par rapport à celle des figures 70 et 71, il n'apparaît pas immédiatement que l'amplification du limiteur dynatron est assez faible. Pour faciliter la comparaison, nous avons réuni dans un tableau les coefficients de gain des divers limiteurs étudiés. L'amplification d'une EF80 avec une résistance de grille-écran de 47 kΩ a été choisie comme unité.

R_{g_2}	EF80	6AU6
47 kΩ	1	0,8
100 kΩ	0,75	0,6
220 kΩ	0,6	0,4
470 kΩ	0,5	0,25
Dynatron	0,45	—

Tension de seuil et tension d'attaque

En reprenant l'exemple de la figure 73, on conçoit facilement qu'il ne peut y avoir de limitation intégrale que si la tension d'excitation ne descend jamais, au cours du fonctionnement, en-dessous de la valeur de 3 volts efficaces. On peut appeler cette

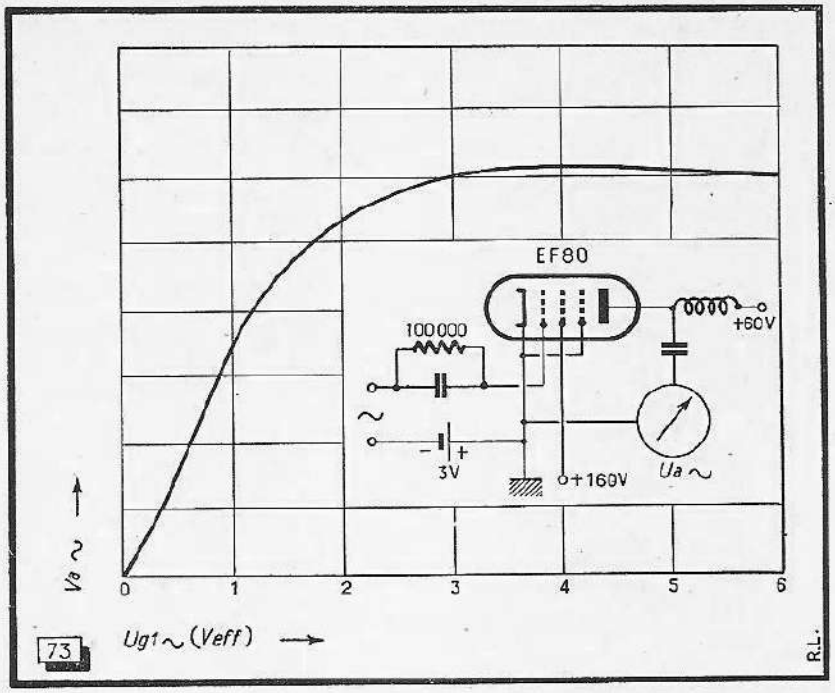


Fig. 73. — Caractéristique dynamique d'un limiteur dynatron.

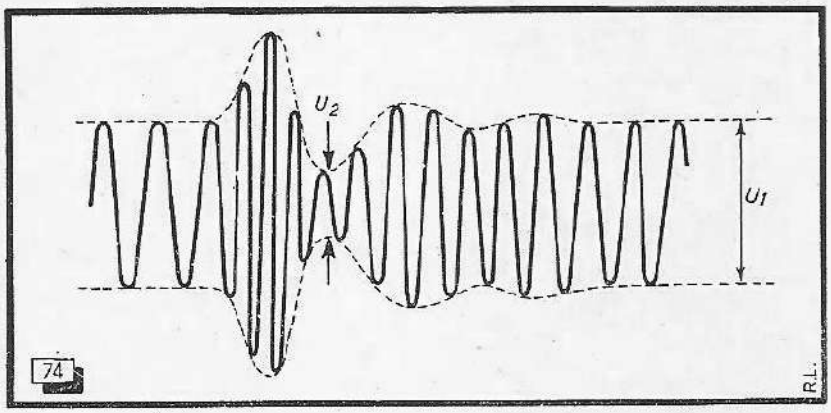


Fig. 74. — L'impulsion parasite fait naître, sur l'enveloppe du signal utile, une oscillation amortie. Un limiteur ne sera efficace que si son seuil est inférieur à U_2.

valeur la tension de seuil du limiteur. Elle ne doit pas être confondue avec la tension d'attaque, amplitude moyenne du signal à l'entrée du limiteur pour laquelle devient négligeable la probabilité qu'une perturbation passe sans limitation.

Pour mieux comprendre cette différence, nous devons nous occuper un peu de ce qu'on peut appeler le mécanisme de la perturbation.

On peut concevoir le parasite comme une oscillation complexe dont une composante sinusoïdale possède la même fréquence que le signal qu'on désire recevoir. Si

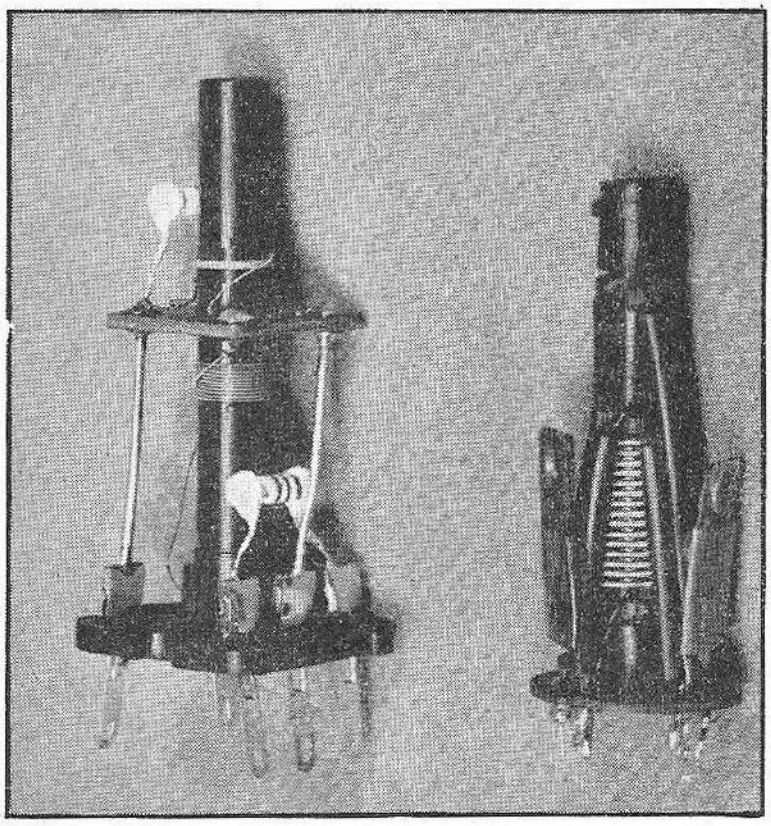
sa position de phase est convenable, la perturbation s'ajoute au signal utile pour donner lieu à une sorte de bosse. Cette considération nous avait permis de donner, au premier chapitre (fig. 5) une explication simplifiée du phénomène anti-parasites de la modulation de fréquence.

Mais il peut fort bien arriver que l'impulsion perturbatrice soit de phase contraire par rapport au signal utile. Bien que cela soit extrêmement rare en pratique, il peut même y avoir une opposition de phase exacte avec égalité d'amplitude, de façon que le signal utile se trouve parfaitement annulé.

En plus de cela, il ne faut pas oublier que le signal ainsi perturbé doit traverser tout l'amplificateur M. F. avant d'atteindre le limiteur. Les circuits oscillants qu'il traverse, se trouvant alors excités en oscillations amorties, impriment des variations périodiques au signal utile, comme l'illustre la figure 74.

Pour qu'il puisse y avoir une suppression de la modulation d'amplitude causée par le parasite, il faut donc que la tension de seuil du limiteur ne soit pas égale à la valeur moyenne du signal U_1, mais à la valeur la plus basse probable U_2. Malheureusement, il est très difficile de fixer un chiffre pour ce rapport entre tension d'attaque et tension de seuil ; tout dépend, en effet, du niveau du signal utile et de celui des parasites. On conseille, toutefois, de calculer l'amplification précédant le limiteur de façon que la tension d'attaque à ses bornes soit au moins trois fois plus élevée que la tension de seuil.

Des considérations largement différentes sont valables pour le limiteur amortisseur (fig. 65). Comme nous l'avons vu, il est capable de compenser, dans une certaine mesure, les affaiblissements de la porteuse.



Deux réalisations industrielles de transformateurs M. F. d'attaque de détecteur de rapport dont le chapitre VI indique les caractéristiques.

CHAPITRE VI

LES DETECTEURS F.M.

I. — LE DETECTEUR SYMETRIQUE

Principe de la détection F.M.

Pour détecter un signal modulé en fréquence, on a imaginé un grand nombre de montages réalisant un compromis plus ou moins heureux entre les desiderata linéarité, rendement, effet anti-parasites et prix de revient. Quelques-uns seulement de ces procédés sont aujourd'hui encore d'un usage courant ; nous nous contenterons donc de traiter en détail ceux-là, en mentionnant les autres seulement s'ils présentent un intérêt technique réel.

D'après leur principe de fonctionnement, on peut distinguer trois groupes de détecteurs.

a. — Les détecteurs utilisant un circuit oscillant, qui n'est pas exactement accordé sur la fréquence de la porteuse à recevoir, et qui délivre des tensions variant avec la fréquence et qui sont détectées ensuite. Il s'agit du détecteur sur flanc de courbe de résonance que nous avons déjà mentionné au début de cette étude, et qu'on peut considérer, actuellement, comme pratiquement abandonné.

b. — Les détecteurs utilisant les variations du décalage de phase avec la fréquence. Leur principe consiste dans la mise en opposition de deux tensions, prélevées avant et après un élément introduisant un déphasage variable avec la fréquence. Comme précédemment, on obtient des tensions modulées à la fois en fréquence et en amplitude qu'on doit détecter pour obtenir le signal B. F. Ce procédé est actuellement le plus fréquemment utilisé.

c. — On utilise, comme précédemment, deux tensions, dont le décalage de phase varie avec la fréquence, mais on les applique à deux grilles de commande d'un tube et obtient, par ce procédé multiplicatif, directement le signal B. F. sur la plaque du tube. Des lampes spéciales sont nécessaires pour ce mode de détection.

Principe du détecteur de phase

Tous les détecteurs utilisés actuellement d'une manière courante font appel au principe de la variation de phase dans un transformateur accordé. Cet aspect de la théorie des circuits couplés est, en général, quelque peu négligé dans les cours ;

il nous semble donc nécessaire d'en exposer au moins les éléments, afin qu'on puisse approfondir plus facilement le mécanisme de la détection.

Nous le ferons à propos du schéma du détecteur symétrique (fig. 75) qu'on appelle également discriminateur, détecteur Foster-Seeley, ou circuit Riegger. Son transformateur accordé est constitué par les circuits L_1-C_1 et L_2-C_2. On sait que la tension au secondaire d'un tel transformateur est décalée de 90° par rapport au primaire si ses deux circuits sont accordés sur la fréquence incidente.

Or, notre circuit secondaire possède une prise médiane ; chacune des deux diodes ne reçoit donc que la moitié de la tension aux bornes de ce circuit. En plus de cela, on applique à ces diodes, par le condensateur Ck, une tension provenant du circuit primaire.

Le diagramme vectoriel correspondant est donné dans la figure 76. Dans le cas de l'accord exact des deux circuits sur la fréquence incidente (absence de modulation) que nous considérons pour l'instant, le vecteur de la tension secondaire doit former un angle droit avec celui de la tension d'entrée Ve. Comme cette dernière est appliquée à une prise médiane du circuit, il y a, en réalité, deux tensions secondaires V_1 et V_2, en opposition de phase entre elles.

On obtient donc deux tensions résultantes, l'une V', par la combinaison de Ve et de V_1, l'autre V'', par la combinaison de Ve et de V_2. Ces tensions sont égales en valeur absolue, et le fait qu'elles sont déphasées entre elles ne joue plus aucun rôle, car elles sont détectées par les diodes D' et D'', et leurs composantes continues résultantes sont mises en opposition aux bornes des résistances R_1 et R_2. La tension aux bornes B. F. est donc nulle.

Avant de continuer nos considérations avec un signal modulé en fréquence, nous allons essayer de comprendre l'action d'une perturbation (modulation d'amplitude) sur un tel détecteur. Supposons que la perturbation provoque une brusque augmentation de l'amplitude du signal. Traduit dans le diagramme de la figure 76, cela signifie que les vecteurs Ve, V_1 et V_2 s'allongent d'une certaine quantité. V' et V'' augmentent donc également ; mais comme leur rapport reste toujours égal à un, la perturbation ne donne lieu à aucun signal B. F.

Cela signifie qu'un récepteur F. M. accordé sur un signal non modulé en fréquence est insensible aux perturbations, à condition, évidemment, que leur nature soit purement

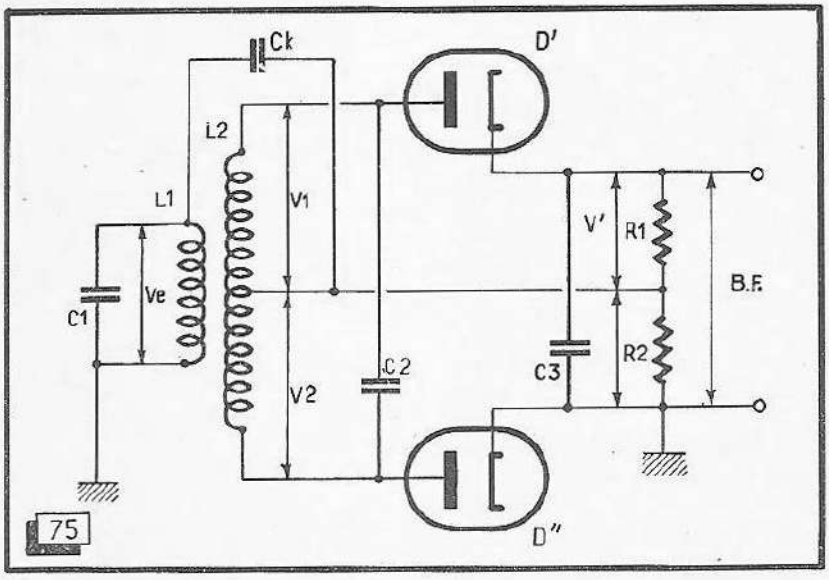


Fig. 75. — Schéma de principe du détecteur symétrique ou discriminateur.

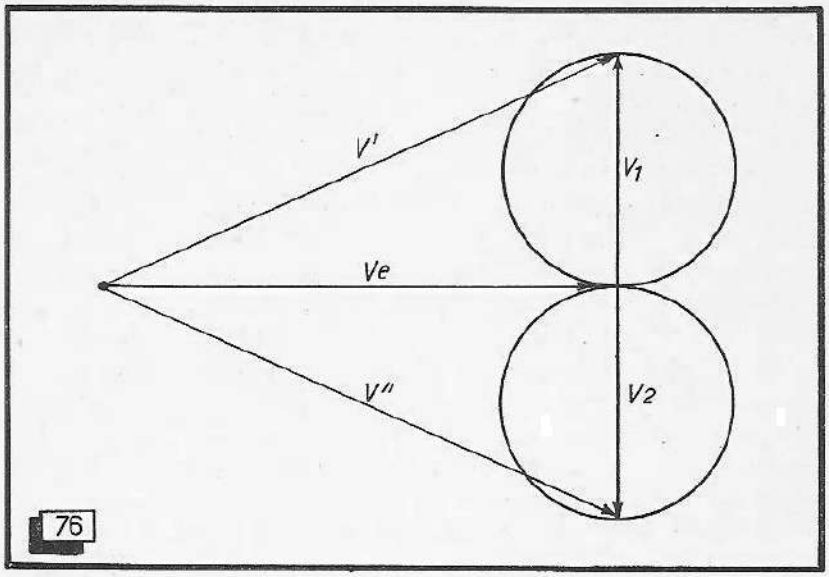


Fig. 76. — Diagramme vectoriel d'un détecteur symétrique en l'absence de modulation.

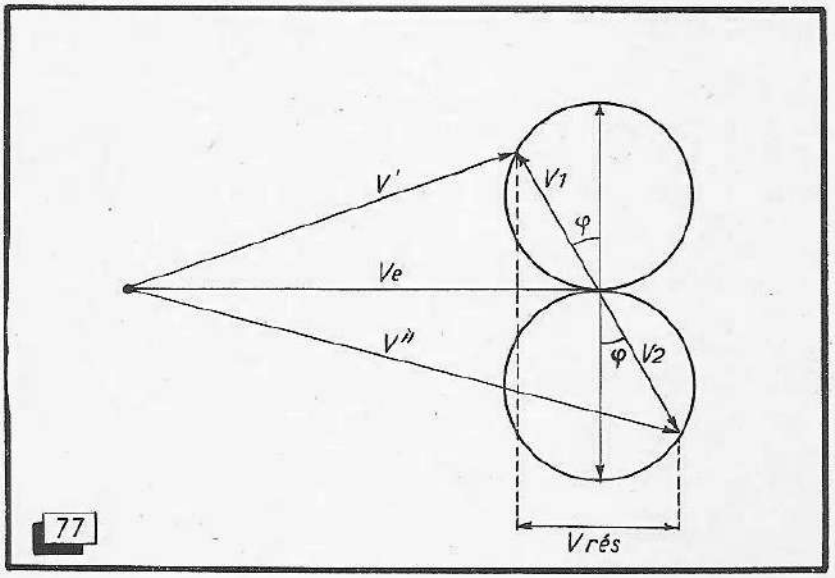


Fig. 77. — Détecteur symétrique en présence d'un signal modulé en fréquence.

« modulation d'amplitude ». Un récepteur sensible manifeste souvent un souffle assez fort, quand on pousse son amplification B. F. au maximum. A l'accord sur une porteuse suffisamment forte, ce souffle disparaît presque complètement même si le récepteur ne possède pas de limitation ou de réglage antifading.

De même, on constate qu'une émission modulée en amplitude devient inaudible, si un récepteur à détecteur de phase est exactement accordé sur elle. On utilise très volontiers ce phénomène pour l'alignement des détecteurs : on travaille avec un signal modulé en amplitude et on règle le circuit détecteur jusqu'à l'extinction du son dans le haut-parleur.

Mais revenons à nos diagrammes vectoriels, et considérons celui de la figure 77, représentant un détecteur de phase excité par une fréquence différente de sa fréquence d'accord. Dans ce cas ou observe évidemment un décalage de phase déjà dans le circuit primaire. Mais ce phénomène est sans importance, car nous considérons uniquement le déphasage entre primaire et secondaire pour une fréquence donnée. Ce déphasage est exprimé par l'angle φ qui s'ajoute aux 90° initiaux ou s'en retranche.

On observe, en même temps, que la longueur des vecteurs V_1 et V_2 est plus faible que précédemment. Un circuit excité à une fréquence différente de sa résonance donne, en effet, une tension plus faible. Bien que ce mode de représentation ne soit pas strictement exact dans le cas de circuits couplés, on peut exprimer ce raccourcissement des vecteurs en faisant parcourir à leurs pointes la circonférence d'un cercle.

Les tensions V' et V" ont maintenant des valeurs sensiblement différentes ; leur mise en opposition, après détection, donne donc lieu à une tension continue V_{res}, apparaissant aux bornes B. F. (fig. 75). Pour une excursion dans l'autre sens, le vecteur V_1 se trouve dans la moitié droite du cercle supérieur, et V_2 dans la moitié gauche du cercle inférieur. On obtient donc encore une tension continue V_{res}, mais sa polarité est maintenant inversée par rapport au cas précédent. La modulation de fréquence du signal détecté donne donc lieu à des tensions tantôt positives, tantôt négatives, c'est-à-dire à un signal B. F. sans composante continue.

Une perturbation provoque, comme précédemment, un agrandissement du diagramme dans toutes ses proportions. Il est évident que la quantité V_{res} augmente dans ce cas et que le parasite donne lieu à un signal B. F. d'autant plus intense que l'excursion est plus forte. Ce phénomène est, si on peut dire, très commode. En effet, un parasite est beaucoup moins gênant, quand il tombe dans un passage de fortissimo que lorsqu'il apparaît en l'absence de modulation.

En étudiant le diagramme vectoriel du détecteur symétrique pour diverses valeurs de l'angle φ, on arrive à tracer la courbe de détection représentée dans la figure 78. On voit qu'elle possède une partie linéaire à forte pente assez étendue. C'est sur cette plage que la détection s'opère normalement. Une détection parasite est possible sur les flancs à droite et à gauche ; on reconnaît donc l'intérêt d'une amplification M. F. sélective. Une émission F. M. reçue sur un des sommets de la courbe est détectée avec des distorsions très importantes ; on assiste, en effet, à un doublage de la fréquence de modulation. C'est dans cette position, par contre, qu'on peut recevoir, avec un maximum de linéarité, une émission modulée en amplitude.

Rendement d'un détecteur F.M.

On demande principalement deux choses à un détecteur : d'être linéaire, c'est-à-dire de produire un minimum de distorsions, et d'avoir un bon rendement, c'est-à-dire qu'une partie aussi grande que possible de la tension H. F. injectée soit convertie en signal B. F.

Il convient d'exprimer cette notion du rendement d'une manière plus précise. En effet, on fera toujours précéder le détecteur d'un étage d'amplification à penthode ; il est donc préférable de calculer le gain des deux étages ensemble. Le rapport entre la tension B. F. recuillie à la sortie du détecteur et la tension H. F. appliquée à la grille de la lampe précédente s'écrit

$$\frac{U_{BF}}{U_{HF}} = p.\omega.L.Q.r.$$

où p signifie la pente de l'amplificatrice M. F., ω la pulsation de résonance, L et Q la self-induction et le coefficient de surtension du primaire du transformateur de détection, enfin r le rendement du détecteur proprement dit, valeur qui se situe, comme nous le verrons plus loin, entre 0,05 et 0,5 environ.

Conception du détecteur symétrique

Après ces considérations préliminaires, nous pouvons enfin étudier les valeurs qu'on doit donner aux éléments d'un détecteur, pour que son fonctionnement soit optimum. La linéarité et le rendement d'un détecteur dépendent de la surtension de ses circuits et de son couplage. Dans le tableau suivant, nous rapporterons ces valeurs à la largeur de bande du détecteur, que nous mesurerons entre les deux sommets de sa courbe et qui constituera ainsi une grandeur très facile à mesurer (fig. 78).

B	n = 0,5			n = 1			n = 2		
kHz)	k (%)	Q	r	k (%)	Q	r	k (%)	Q	r
200	12	40	0,18	7	55	0,28	4	90	0,35
300	4	23	0,15	3	35	0,21	2	60	0,29
400	2	20	0,13	1,5	28	0,18	—	45	0,27
600	1,5	13	0,08	—	18	0,12	—	30	0,12
800	1	10	0,04	—	14	0,08	—	23	0,08

Les valeurs de rendement et de distorsion sont valables pour une excursion de ± 75 kHz. On sait que, à cause de la préaccentuation, de telles profondeurs de modulation sont très rares au cours d'une émission ; elles n'existent que sur les extrêmes aiguës où les harmoniques développées par une distorsion sont inaudibles.

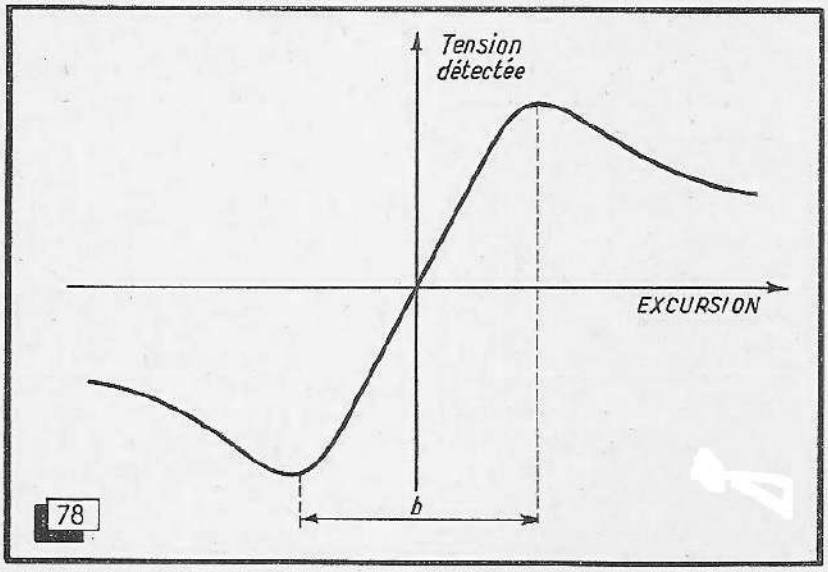


Fig. 78. — La courbe de détection devient linéaire sur une grande étendue, si on choisit le couplage légèrement supérieur à l'unité.

Un coefficient de distorsion k de 5 % est donc une valeur parfaitement acceptable en pratique. Notons, d'ailleurs, que la symétrie du montage détecteur ne permet que l'apparition d'harmoniques de rang impair.

Le coefficient Q du précédent tableau exprime la surtension moyenne des deux circuits du transformateur de détection. Si cette valeur n'est pas la même pour chacun d'eux, il suffit de former le produit des deux chiffres et d'en extraire la racine carrée, pour obtenir la surtension moyenne.

Le tableau montre qu'on obtient un rendement optimum avec un minimum de distorsion en choisissant l'indice de couplage n = 2. Pour des couplages plus forts, la caractéristique de détection montre une ondulation dans son milieu (fig. 79). Ce phénomène provoque des distorsions d'autant plus gênantes qu'elles se manifestent déjà à de très faibles amplitudes. Le couplage optimum d'un détecteur symétrique est donc à choisir entre 1,5 et 2.

La sélectivité d'un détecteur F.M.

Dans les considérations sur la sélectivité d'un amplificateur M. F., exposées au chapitre précédent, nous n'avons pas tenu compte de l'étage détecteur. On conçoit, cependant, que celui-ci doit également jouer un rôle, suivant sa largeur de bande.

Un détecteur dont la caractéristique montre des sommets distants de 600 kHz peut, évidemment, recevoir deux émissions à la fois (fig. 80), si leurs porteuses sont distantes de 300 kHz, suivant les normes en usage. Comme elles arrivent toutes les deux sur la partie linéaire de la courbe, elles développent des tensions B.F. V_1 et V_2 égales, et sont donc reçues à la même puissance.

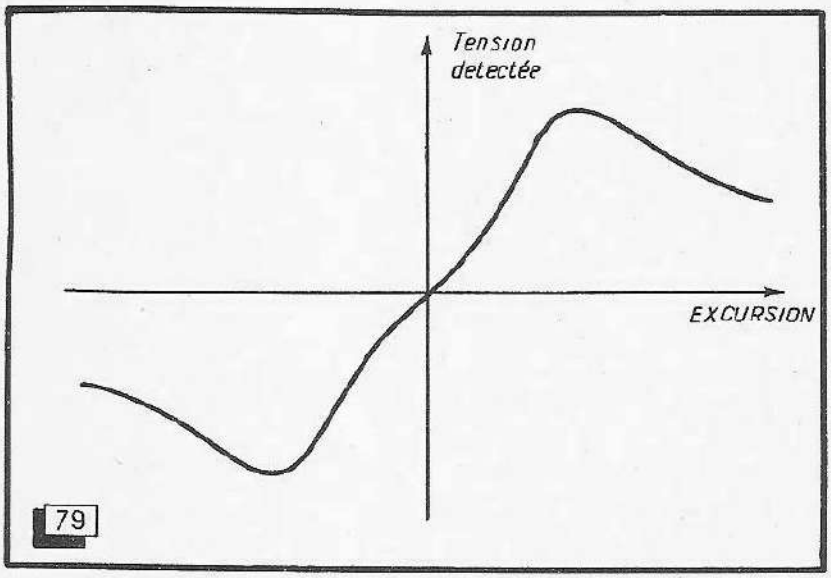


Fig. 79. — Un couplage trop fort provoque une ondulation de la courbe de détection.

Mais considérons maintenant (fig. 81) le même détecteur, en présence des mêmes émissions, mais réglé avec la partie centrale de sa caractéristique sur l'une d'elles. On voit que l'autre tombe alors sur un sommet de sa courbe où elle ne peut développer qu'une tension (V_2) très faible et fortement distordue. Ce signal distordu sera fortement atténué par la désaccentuation.

On voit que la sélectivité d'un détecteur F. M. dépend beaucoup plus du réglage du récepteur que du choix de ses éléments. Or, on n'utilise que rarement des largeurs de bande aussi fortes que celles de notre exemple. Avec des valeurs entre 300 et 400 kHz, on peut obtenir une détection suffisamment linéaire avec un bon rendement. Dans un tel cas (fig. 82) l'émission perturbatrice tombe sur un des flancs parasites de la courbe de détection ; et on peut admettre que V_2 ne dépasse pas le tiers de V_1. Cela permet de chiffrer aux environs de trois la sélectivité d'un étage détecteur par rapport au canal voisin.

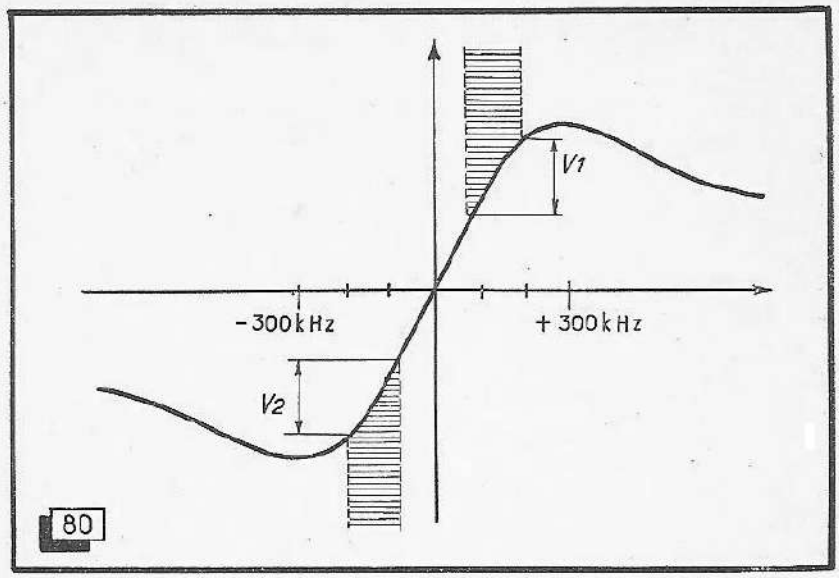


Fig. 80. — Avec un détecteur d'une largeur de bande assez grande, on peut recevoir, à la fois, deux émissions transmises sur des canaux voisins.

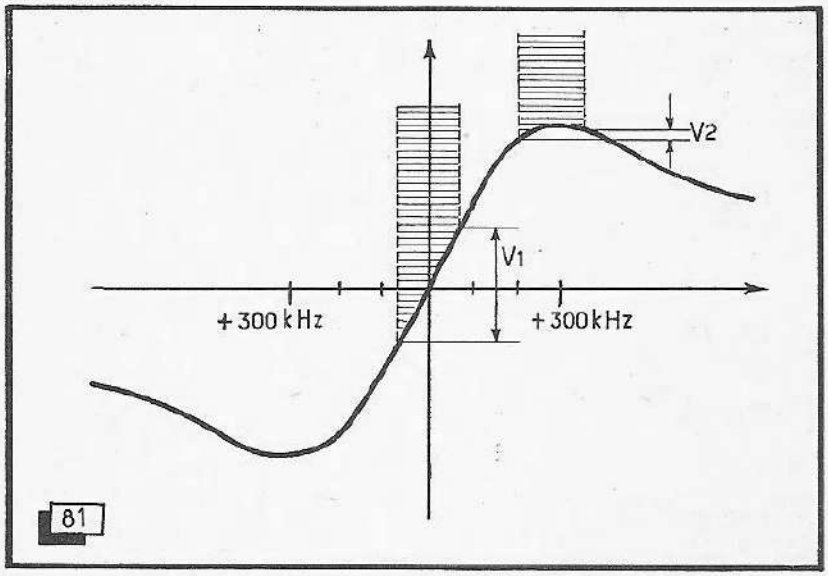


Fig. 81. — Accordé convenablement, le détecteur de la figure 80 procure, en présence des mêmes émissions, une excellente sélectivité.

Amortissement des circuits du détecteur

L'amortissement qu'une diode de détection apporte au circuit l'alimentant est approximativement égal à la moitié de sa résistance de charge. Les deux diodes de la figure 75 sont connectées en série avec le circuit secondaire, mais en parallèle sur le circuit primaire. En plus de cela, on voit que les résistances R_1 et R_2 se trouvent branchées, du point de vue H. F., aux bornes du circuit primaire.

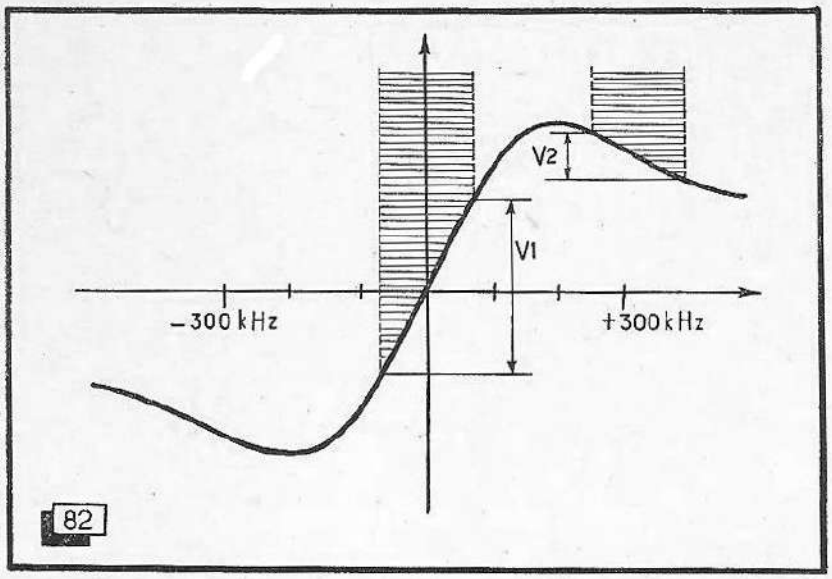


Fig. 82. — En diminuant la bande passante du détecteur, on constate que la sélectivité devient plus faible.

Dans le cas général $R_1 = R_2$; le primaire se trouve donc amorti par une résistance égale au sixième de R_1, tandis que l'amortissement du secondaire est égal à R_1. En pratique, on cherche à réduire l'influence de cet amortissement en choisissant, pour les résistances de charge, des valeurs de l'ordre de 100 kΩ. Le condensateur C_3 doit court-circuiter la composante H. F. résultante après détection ; sa valeur est de 100 pF en général. Une valeur du même ordre de grandeur est utilisée pour le condensateur de couplage C_1.

Le rapport L/C des circuits du détecteur

Toutes les considérations que nous avons exposées jusqu'ici ne sont strictement valables que pour des transformateurs de détection dont la self-induction est égale pour les deux circuits. La formule donnant le gain de l'étage détecteur et de celui qui le précède nous montre que ce gain est d'autant plus élevé que la self-induction du primaire est plus forte. Comme cette bobine est très sensiblement amortie par les diodes et leurs résistances de charge, on ne risque pas d'accrochage en choisissant une valeur assez faible pour la capacité d'accord du primaire. En général, on la prend inférieure à celle des transformateurs M. F.

En revenant au diagramme vectoriel de la figure 77, on voit que la tension détectée est d'autant plus grande que la tension H. F. développée sur le secondaire est plus forte. On pourrait donc, théoriquement du moins, obtenir une transformation avantageuse en choisissant une self-induction plus forte pour le secondaire que pour le primaire. Le rapport de cette élévation de tension serait alors égal à la racine carrée du rapport des deux self-inductions.

En pratique on se heurte, cependant, à deux difficultés importantes. Il n'est guère possible de réaliser des self-inductions aussi fortes avec le coefficient de surtension nécessaire, et un circuit utilisant une faible capacité d'accord se dérègle très facilement. Cela est assez grave, du fait que la linéarité d'un détecteur dépend de son réglage exact. On prend donc, en général, au secondaire une capacité plus forte qu'au primaire ; des valeurs de 50 et 30 pF respectivement sont courantes.

Si un tube à faible pente précède le détecteur, on ne prévoit même aucun

condensateur d'accord matériel au primaire. Dans ce cas, l'amortissement par la détection peut devenir trop important pour qu'on puisse encore réaliser un primaire à surtension suffisante. On utilise alors (fig. 83) une transformation d'impédance : une bobine à faible nombre de spires est fortement couplée au primaire et connectée à la place de celui-ci, au détecteur. L'absence d'une différence de potentiel continu permet d'économiser ici le condensateur de couplage.

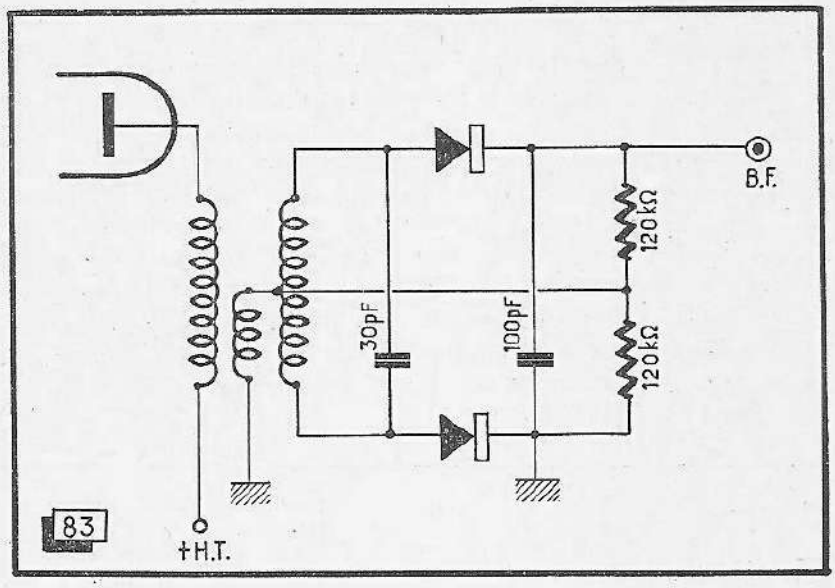


Fig. 83. — Ce détecteur à enroulement supplémentaire est souvent utilisé dans les récepteurs à piles.

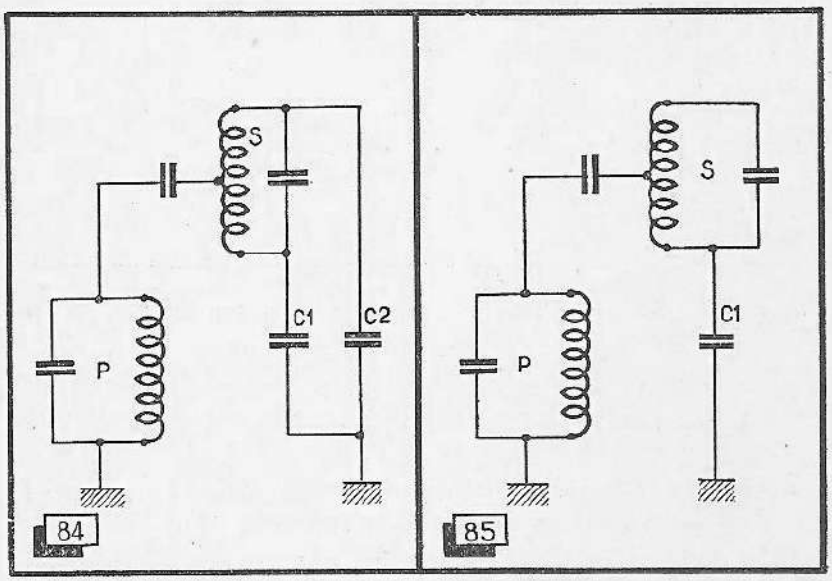


Fig. 84. — Les capacités parasites C_1 et C_2 jouent un rôle important dans la symétrie du circuit secondaire.

Fig. 85. — On constate une forte asymétrie, quand l'une des capacités parasites (C_1) devient beaucoup plus forte que l'autre.

L'importance de la symétrie

Si la prise sur le bobinage secondaire n'est pas effectuée exactement en son milieu, la fréquence de résonance du circuit n'est plus égale à la fréquence pour laquelle la tension de sortie du détecteur est nulle. Cela ne serait pas tellement grave, si on ne s'efforçait pas à l'alignement de régler le détecteur précisément sur ce « passage à zéro » à la fréquence de 10,7 MHz. Or, on ne peut guère faire autrement ; il est, en effet, assez difficile de mesurer la fréquence de résonance d'un circuit de détecteur F. M.

Si l'on « triche » sur le zéro, un détecteur dont le bobinage serait asymétrique donnerait une courbe de détection également asymétrique, d'où distorsion. Même si l'on parvenait à l'accorder exactement sur sa fréquence de résonance, la partie linéaire de sa caractéristique serait trop restreinte pour admettre l'excursion totale.

D'ailleurs, l'asymétrie ne doit pas nécessairemet provenir d'une malfaçon du bobinage ; les capacités parasites et interélectrodes des diodes peuvent également en être la cause. La figure 84 montre le schéma simplifié d'un détecteur où on a figuré par C_1 et C_2, les capacités parasites à la sortie du secondaire. Supposons, pour un instant, que C_2 devienne négligeable par rapport à C_1. On arrive alors au schéma de la figure 85, montrant nettement l'asymétrie et le couplage supplémentaire entre primaire et secondaire provoqué par C_1.

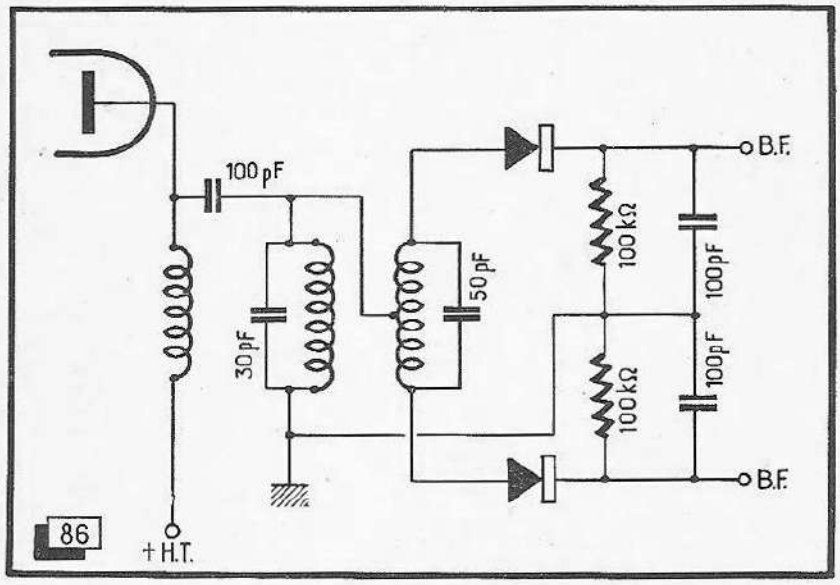


Fig. 86. — Détecteur à sortie B. F. symétrique.

Variantes du détecteur symétrique

D'après son nom, le détecteur symétrique doit être capable de délivrer deux tensions égales et de phase opposée, capables d'attaquer un amplificateur push-pull sans déphasage préalable. La figure 86 montre un tel montage. Si on ne le trouve que très rarement appliqué, c'est uniquement du fait qu'un pick-up ne peut attaquer facilement l'amplificateur qui doit suivre.

Il est également possible d'utiliser une double diode à cathode commune pour le détecteur symétrique (fig. 87). Deux bobines d'arrêt sont prévues pour éviter un amortissement du secondaire par les résistances de charge et un désaccord par les condensateurs qui leur sont connectés en parallèle.

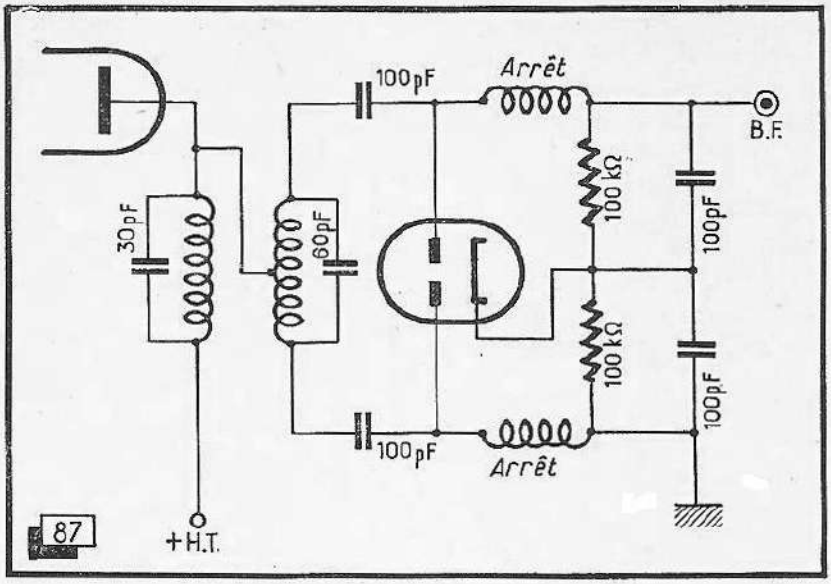


Fig. 87. — Ce détecteur symétrique peut utiliser une double diode à cathode commune.

II. — LE DETECTEUR DE RAPPORT

Fonctionnement

Le détecteur de rapport qu'on trouve aussi sous les dénominations : détecteur différentiel ou « ratio-détecteur » (sic) est actuellement le type de démodulateur le plus fréquemment utilisé. Bien que sa mise au point soit quelque peu plus difficile que celle du détecteur symétrique, il ne nécessite guère plus d'éléments, tout en assurant un effet anti-parasites sensible.

Son schéma de principe (fig. 88) montre immédiatement qu'il s'agit d'un montage en pont. La polarité des diodes n'est plus symétrique, comme c'était le cas précédemment ; la tension B. F. est prélevée sur une diagonale du pont, tandis que l'autre est court-circuitée, pour les fréquences audibles, par un condensateur de valeur assez forte.

Quant à la détection proprement dite, son principe de fonctionnement ne diffère pas de celui du détecteur symétrique ; on reconnaît facilement une grande analogie entre les schémas des figures 83 et 88. Notons seulement que la tension B. F. est prélevée sur une prise médiane de la résistance de charge des diodes. La tension détectée ne pourra donc atteindre que la moitié de celle que fournit le détecteur symétrique. En pratique, on prévoit, pour obtenir un effet anti-parasites suffisant, une résistance de charge assez faible ; l'amortissement des circuits du détecteur de rapport devient alors tel que sa tension de sortie n'est plus égale qu'au tiers de celle du montage symétrique.

L'effet anti-parasites

Un signal appliqué au détecteur de la figure 88 fait naître, aux bornes des résistances R et R', une chute de tension qui charge le condensateur C à un certain potentiel. Si cet état est atteint, le circuit secondaire du transformateur de détection ne se trouve amorti que par les résistances R et R', soit 20 kΩ dans notre cas.

Si, à cause d'une perturbation, l'amplitude du signal augmente brusquement, la charge du condensateur de 4 μF ne pourra pas atteindre suffisamment vite la nouvelle valeur. Ce condensateur court-circuite donc, pour un instant, les résistances de charge. Le transformateur de détection se trouve alors amorti par les résistances internes des diodes qu'on choisit toujours assez faibles (quelques centaines d'ohms).

En période d'augmentation brusque du signal, le rendement du détecteur se trouve notablement diminué, et ce pour deux raisons : la tension à ces bornes se trouve fortement diminuée à cause de l'amortissement ; en même temps, cet amortissement provoque une diminution de la surtension du circuit, entraînant, à son tour, un affaiblissement de la pente de la caractéristique de détection. En d'autres termes, la bande passante du détecteur devient plus large pour un instant, et son rendement se trouve ainsi amoindri.

Si, par contre, la perturbation provoque une diminution du signal, la tension aux bornes du condensateur C devient supérieure à celle que fournissent les diodes. Dans le cas extrême : cessation du signal reçu, les diodes se trouvent même bloquées, et l'amortissement du transformateur se trouve réduit à celui qui est propre à ces circuits. Evidemment, il n'y a, à ce moment, plus de détection, donc pas d'effet anti-parasites ; l'exemple permet, toutefois, de comprendre l'action d'une baisse du signal.

L'amortissement des circuits diminue dans ce cas, le rendement du transformateur augmente par la diminution de sa charge, par l'augmentation de la pente de sa caractéristique, et par l'augmentation du couplage entre ses circuits. Cette dernière grandeur est, en effet, définie par le produit coefficient de couplage par surtension, et il est évident que l'indice de couplage augmente avec la surtension, même si le coefficient de couplage reste constant.

On a donc avantage à utiliser un circuit secondaire L_2 à surtension propre aussi forte que possible, et à la réduire ensuite, pour la période de fonctionnement normal, par des résistances de charge assez faibles. On obtient facilement un rapport de 4 entre ces deux valeurs de surtension.

Pour que l'étage précédant le détecteur apporte une amplification suffisante, il n'est pas indiqué d'amortir son circuit plaque en prélevant directement sur lui la tension de référence. On prévoit donc une bobine à faible nombre de spires L_3, fortement couplée à L_1.

Le choix des valeurs

Il n'est pas indiqué de travailler, comme dans le détecteur symétrique, avec un indice de couplage dépassant l'unité. En effet, la diminution du signal entraînant une réduction de l'amortissement, d'où augmentation du couplage, donne lieu à une courbe à deux sommets et un creux, la fréquence à transmettre correspondant précisément à ce creux. Le signal s'en trouve donc affaibli, ce qui est précisément contraire à l'action recherchée.

Si, par contre, on choisit le couplage initial voisin de 0,5, la diminution du signal donne, par l'augmentation du couplage qu'elle entraîne, une amélioration du rendement du transformateur. Dans ce cas, il est, évidemment, nécessaire d'établir les circuits pour une bande assez large, afin que la détection s'opère linéairement. Il faut donc fortement amortir les circuits, précisément en choisissant des résistances de charge faibles.

Quant au rapport L/C des circuits du transformateur, les considérations exposées à propos du détecteur symétrique restent valables. Le coefficient de couplage entre L_1 et L_3 doit être aussi fort que possible, pour que cette transformation n'entraîne pas de déphasage gênant. En pratique, on peut atteindre des valeurs de 80 ou 85 %, en bobinant les enroulements l'un sur l'autre. Le nombre de spires à prévoir pour L_3 est un sixième environ de celui de L_1 ; L_2 aura quatre fois plus de spires que L_3. Nous donnerons, plus loin, quelques exemples de réalisation de bobinages pour détection F. M.

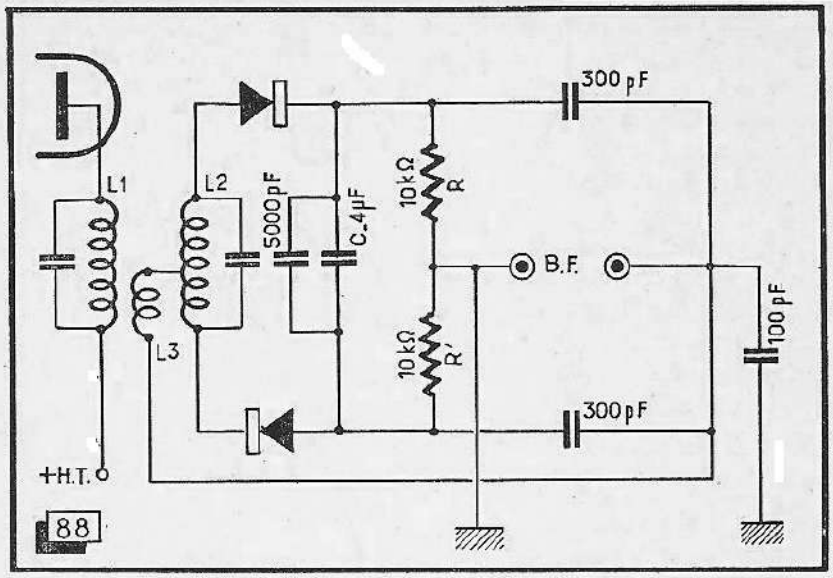


Fig. 88. — Le schéma du détecteur de rapport peut être comparé à celui d'un pont.

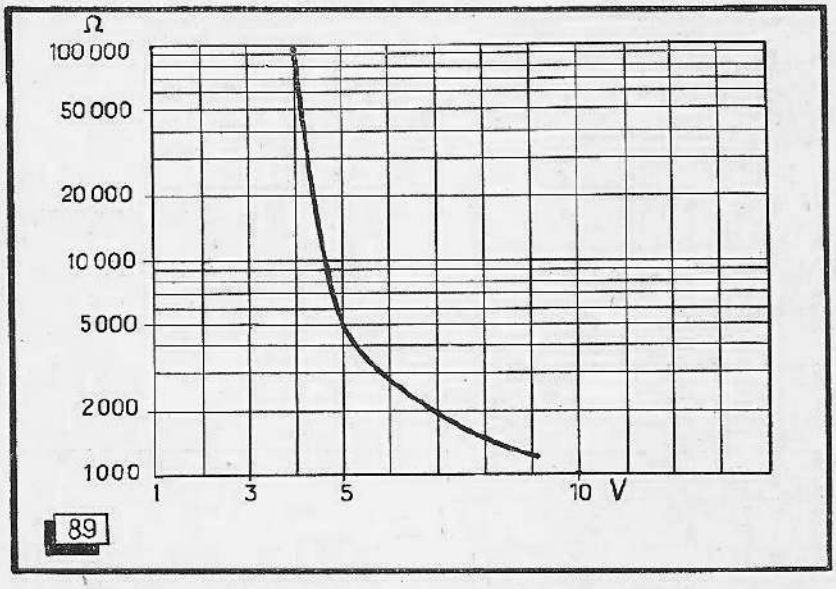


Fig. 89. — Une diode recevant une polarisation fixe montre de fortes variations de sa résistance interne suivant la tension alternative appliquée.

On a avantage à choisir des diodes à faible résistance interne, genre 6AL5 ou EABC80. La figure 89 montre, pour une diode d'une résistance interne de 200 Ω et une résistance de charge de 10 kΩ, les variations de l'impédance en fonction de la tension H.F. appliquée, la tension continue aux bornes de la résistance de charge étant maintenue constante.

Montage pratique

Si le schéma de la figure 88 montre d'une façon particulièrement instructive le fonctionnement du détecteur de rapport, il est peu commode à utiliser en pratique.

Aucune des deux cathodes de ses diodes ne se trouve, en effet, reliée à la masse. Or, cela est souvent avantageux, et même indispensable si on veut utiliser des tubes combinés du genre EABC80.

On utilise alors le montage indiqué figure 90. Comme précédemment, il convient de mettre un condensateur, de 500 pF environ, pontant celui de 4 µF, afin d'annuler une éventuelle impédance H. F., pouvant perturber le fonctionnement du détecteur.

Si on parvient à régler le détecteur pour qu'il compense de la meilleure façon possible les diminutions de la porteuse, on constate, en général, une surcompensation pour les augmentations du signal. On peut l'éviter par les résistances R_1 et R_2, qui ne sont parcourues par un courant qu'en cas d'augmentation de l'amplitude, et qui s'opposent donc à une compensation trop forte. R_2, notamment, provoque une diminution du court-circuit instantané que C produit sur la résistance de charge.

En jouant sur la valeur de ces résistances, on peut rendre l'effet de limitation optimum pour une certaine valeur du signal incident. On a avantage à effectuer ce réglage sur une amplitude relativement faible, une pertubation étant, en effet, plus facilement couverte par un signal fort.

Il est, d'ailleurs, très facile de mesurer, d'une manière statique, l'effet limiteur d'un détecteur de rapport en maintenant, au moyen d'une pile, une tension constante aux bornes de la résistance de charge, et en faisant varier l'amplitude du signal appliqué. Nous reviendrons sur ce sujet dans le chapitre consacré aux mesures.

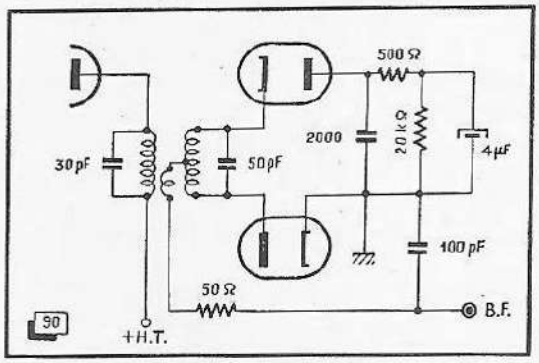


Fig. 90. — Montage pratique du détecteur de rapport.

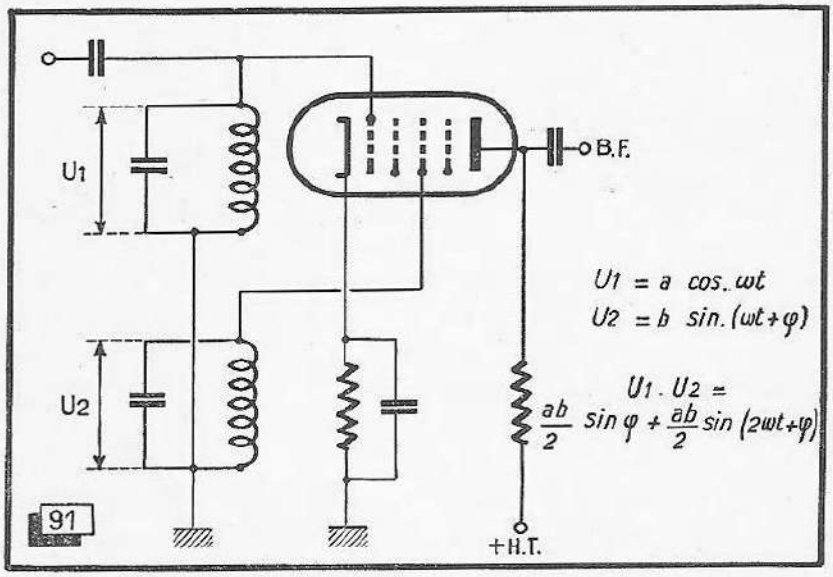


Fig. 91. — Principe du détecteur multiplicatif et formules régissant son fonctionnement.

III. — LA DETECTION MULTIPLICATIVE

Principe

Comme nous l'avons déjà mentionné, on peut démoduler un signal F. M. sans faire appel à un redresseur ou une diode. On part toujours du principe du transformateur accordé, et on se sert du déphasage naissant entre ses enroulements primaire et secondaire lorsqu'on l'attaque par un signal modulé en fréquence.

Les deux tensions ainsi obtenues sont appliquées (fig. 91) aux deux grilles de commande d'un tube, une hexode dans notre exemple. Le fonctionnement est alors analogue à celui d'un changement de fréquence multiplicatif ; on arrive à une expression mathématique qui est relativement simple, si on la compare à celles des détecteurs précédents (la formule est indiquée sur la figure).

On voit que le produit des deux tensions donne lieu à une somme de deux expressions dont l'une ne contient pas la pulsation H. F., ω. La tension recueillie sur la plaque du tube varie avec le sinus de l'angle de déphasage φ.

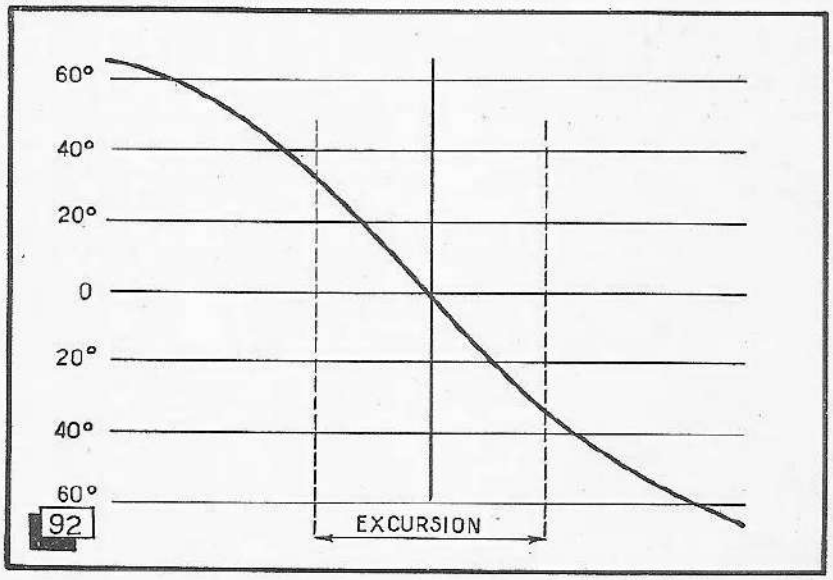


Fig. 92. — Dans un détecteur multiplicatif, les variations du déphasage avec la fréquence sont indépendantes du couplage.

La figure 92 nous montre la variation de cet angle avec l'excursion ; on voit que la courbe n'est linéaire que pour un déphasage de + 30° environ. Or, la tension B. F. est fonction de sin. φ ; on arrive donc déjà, pour un déphasage supérieur à 10°, à une distorsion sensible. Notons que la caractéristique de la figure 92 est valable quel que soit le couplage entre les deux circuits ; on ne peut donc pas, comme dans le cas du détecteur symétrique, linéariser la courbe de détection en agissant sur le couplage. On peut utiliser, par contre, des circuits fortement amortis ; l'excursion couvre alors une plage de la caractéristique suffisamment réduite pour qu'on puisse la considérer comme linéaire. Le rendement de la détection devient assez bas dans ce cas et nécessite une amplification M. F. très élevée.

Limitation

A moins qu'on le fasse précéder d'un étage limiteur, le détecteur de la figure 91 ne possède, évidemment, aucun effet anti-parasites. On peut, toutefois, opérer sur les grilles de commande mêmes une limitation par détection grille, en appliquant une tension H.F. suffisamment élevée.

A cet effet, on a créé des tubes spéciaux comme l'ennéode EQ80 (fig. 93). Entre la cathode et la première grille de commande, elle possède deux grilles, recevant une faible polarisation positive. De cette façon, le courant électronique ne peut dépasser une certaine valeur, quelle que soit la tension sur les électrodes de commande. Il se trouve bloqué, par contre, pour une tension suffisante ; de cette façon, l'effet de limitation devient sensible pour une tension d'entrée de 8 V efficaces.

Une sinusoïde d'amplitude supérieure se trouve donc transformée en un signal quasi rectangulaire. Comme les deux grilles de l'ennéode possèdent cet effet limiteur, il ne peut y avoir de courant de plaque que si les deux grilles sont simultanément positives ; son intensité est alors de 1 mA environ. Or, le décalage de phase entre les deux tensions de commande étant, en l'absence de modulation, de 90°, les impulsions obtenues ne durent qu'un quart de la période H.F. (fig. 94 b). L'excursion fait apparaître un déphasage donnant lieu à des impulsions plus longues ou plus courtes (fig 94 a et c).

Le courant moyen de plaque est donc bien fonction de l'angle de déphasage, quoique l'amplitude des impulsions reste parfaitement constante. En prenant une valeur de 0,5 MΩ pour la résistance de charge, on obtient, à ses bornes, une tension B.F. de 20 V environ. Comme les penthodes finales modernes ne demandent, en général, qu'une tension de commande de 5 à 7 V, on peut se passer de toute préamplification, et même appliquer une contre-réaction assez forte.

Notons aussi que la limitation est particulièrement efficace du fait qu'il n'y intervient aucune constante de temps.

Montages pratiques

Pour que la limitation soit efficace, il faut éviter que les tensions appliquées sur les électrodes auxiliaires de l'ennéode varient sous l'influence de l'amplitude du signal. On utilise donc toujours un diviseur de tension pour maintenir les polarisations sur cathode et grille-écran.

La caractéristique de détection de l'ennéode correspond à la courbe de la figure 92. En effet, si l'amplitude d'attaque est assez élevée, les impulsions deviennent suffisamment rectangulaires pour que la tension détectée ne soit plus fonction de sin φ, mais proportionnelle à cet angle. Comme on ne peut modifier cette caractéristique en agissant sur le couplage, on choisit son indice de préférence égal à l'unité, afin de rendre maximum la tension secondaire. Souvent, on amortit le circuit secondaire par une résistance de 30 000 Ω environ (fig. 95). Cette opération augmente, évidemment, la bande passante du détecteur ; mais elle permet de travailler sur une partie suffisamment linéaire de sa caractéristique.

On peut également coupler un troisième circuit (fig. 96) au secondaire du transformateur de détection. Ses caractéristiques sont indiquées en bas de la figure ; Q est la surtension, L le coefficient de self-induction, M l'induction mutuelle, et les indices se rapportent aux chiffres désignant les circuits.

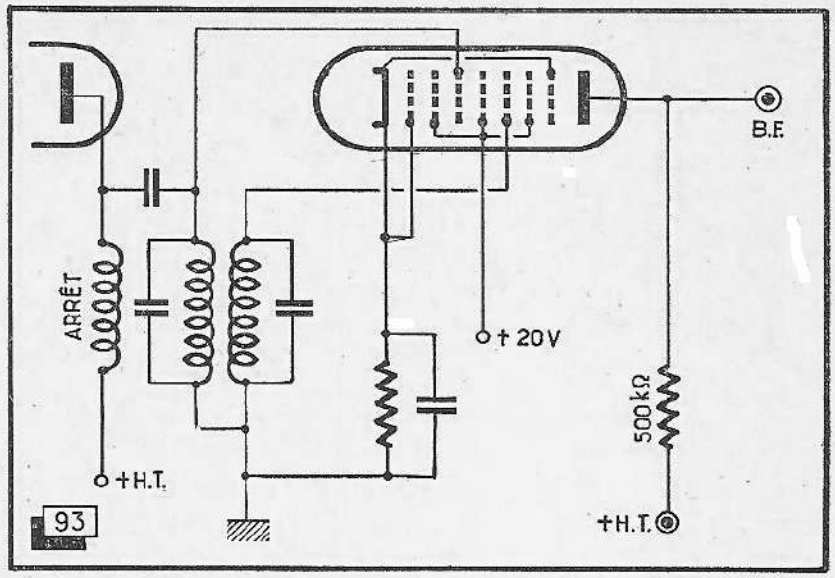


Fig. 93. — Détecteur-limiteur multiplicatif utilisant l'ennéode EQ80.

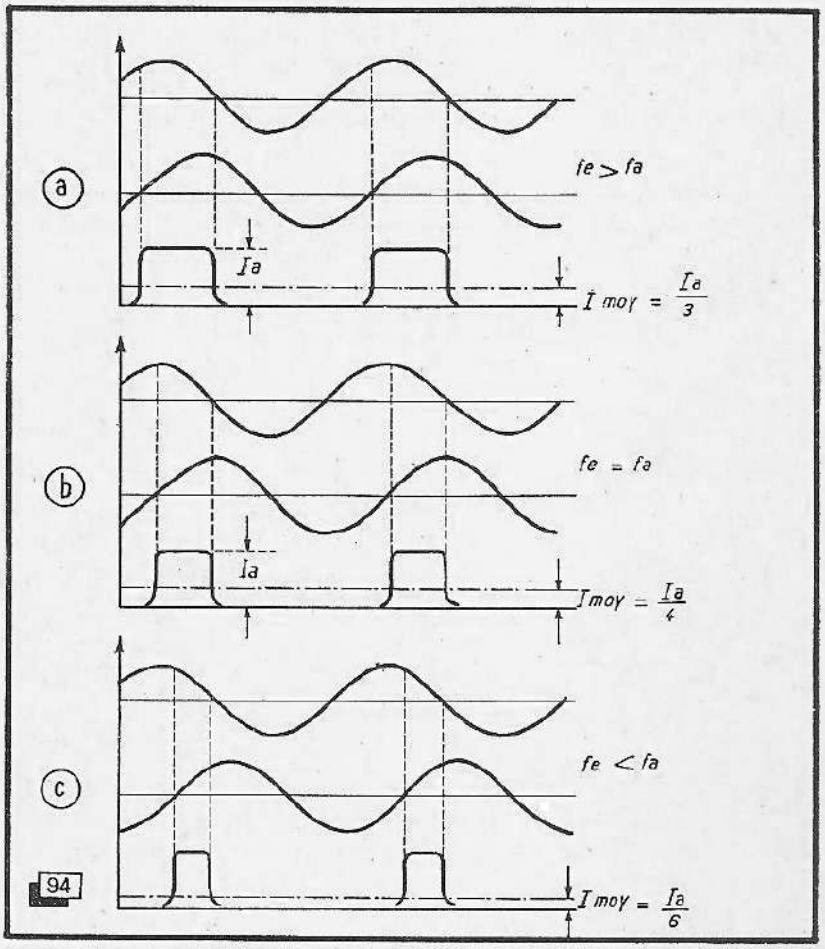


Fig. 94. — Fonctionnement par « tout ou rien » ; l'ennéode délivre des impulsions dont la largeur est fonction de la tension de modulation.

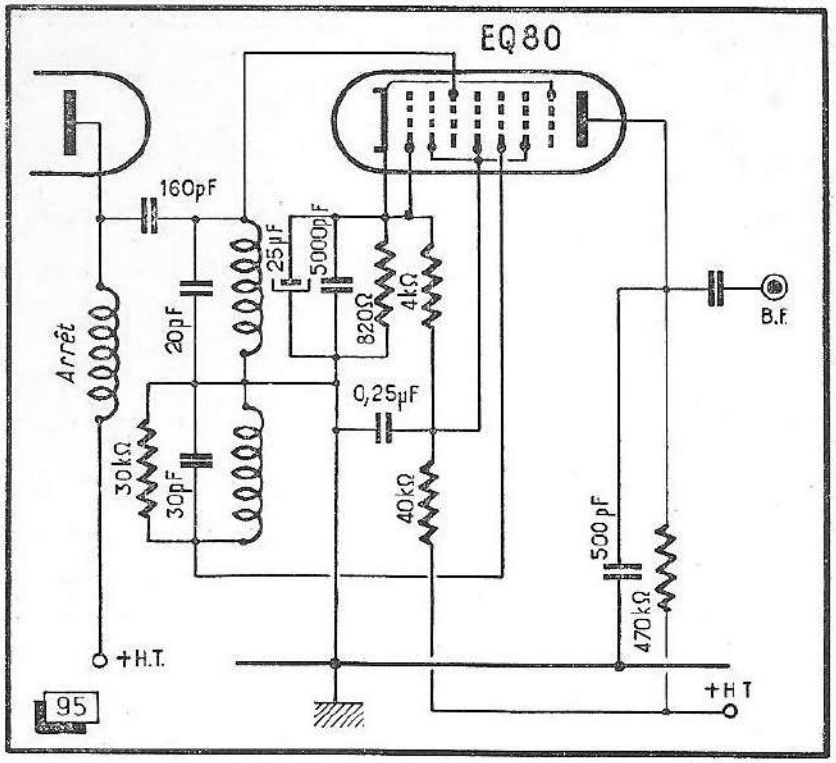


Fig. 95. — Pour obtenir une caractéristique de détection suffisamment linéaire, on amortit souvent le circuit secondaire du transformateur de détection.

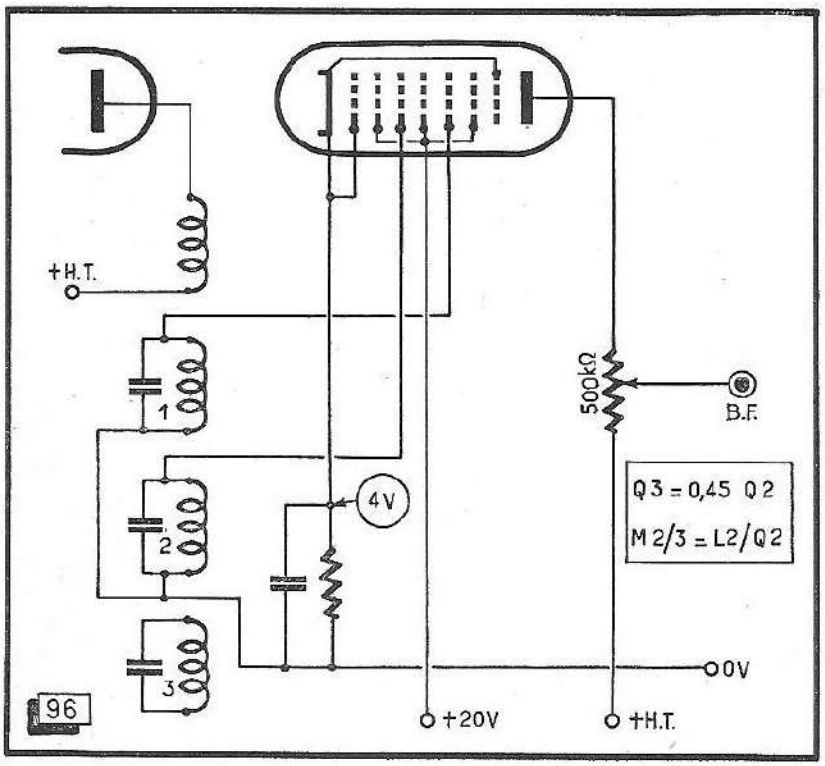


Fig. 96. — Un autre moyen pour linéariser la courbe de détection consiste à adjoindre un troisième circuit accordé.

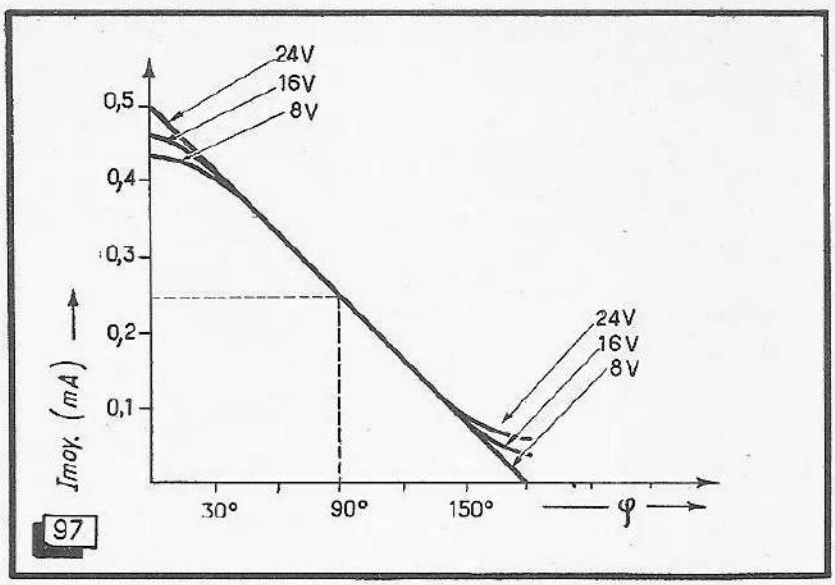


Fig. 97. — Caractéristiques de détection du montage de la figure 96 pour différentes tensions d'attaque.

Dans de telles conditions, on obtient, pour un déphasage de 30°, une distorsion de 0,2 %, contre 2,5 % pour le montage de la figure 93. Les caractéristiques de détection correspondantes sont données dans la figure 97.

Nos considérations précédentes sur le mécanisme de la perturbation nous ont montré qu'une limitation ne peut être efficace que si l'amplitude moyenne est sensiblement supérieure au seuil de limitation. Ce dernier étant de 8 V pour la EQ80, on doit disposer d'une vingtaine de volts sur la première grille de commande pour une écoute confortable.

Il faut donc prévoir une amplification M. F. assez poussée, trois étages sont souvent nécessaires. Cet inconvénient se trouve compensé par l'absence d'une préamplification B. F. ; il reste, néanmoins, qu'il est assez difficile de mettre au point un amplificateur M. F. à trois étages. Celui qui aura l'occasion de faire des essais constatera, en effet, que sur des fréquences de 10 MHz, les accrochages se produisent plus que spontanément...

Il est donc toujours avantageux de doter le dernier étage M. F. d'une impédance de plaque basse (fig. 96). On utilise un circuit apériodique : une bobine dont le nombre de spires est à peu près égal à la moitié de celui du primaire, et qui se trouve couplée aussi fortement que possible avec ce dernier.

Tube à faisceau déclenché

Le tube 6BN6 — « gated beam tube » — a été, tout comme la EQ80, prévu pour fonctionner en détecteur-limiteur multiplicatif. Sa conception originale est basée sur les principes de l'optique électronique.

La cathode (fig. 98) est entourée d'une électrode de focalisation qui projette une mince bande d'électrons vers la fente d'entrée d'une électrode d'accélération. A l'intérieur de cette dernière, nous trouvons une autre électrode de focalisation qui entoure la première grille de commande ; le faisceau électronique traverse ensuite

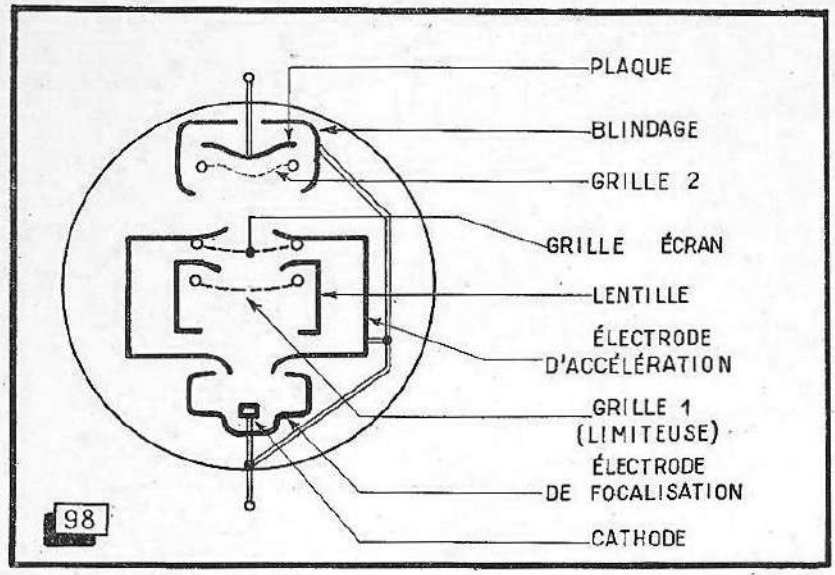


Fig. 98. — Les principes de l'optique électronique ont été appliqués dans le tube limiteur-détecteur 6BN6.

la grille-écran. Puis, de nouveau focalisé, il passe la seconde grille de commande et atteint finalement la plaque. Malgré cette complication, on a pu donner à la 6BN6 les dimensions d'un tube miniature normal.

L'action de limitation de la première grille est excellente et commence déjà pour une tension de commande de 1 volt ; l'effet de la grille 2 est cependant plus progressif (fig. 99). Une tension de grille positive n'entraîne aucun dommage pour la lampe.

Le principe d'utilisation de l'ennéode, où les deux grilles de commande étaient « limiteuses », ne peut donc s'appliquer ici, et on doit avoir recours au couplage électronique (fig. 100).

Les circuits oscillants sont blindés entre eux et leur couplage se fait par la charge d'espace dans le tube. Le courant électronique, modulé par la tension appliquée à la grille 1, induit, en passant par les mailles de la grille 3, une tension qui est décalée d'un quart de période en avant, tant que le circuit 2 est accordé sur la fréquence d'excitation.

Or, si cette fréquence varie, le décalage variera également autour d'une valeur moyenne de 90°. Nous retrouvons donc le principe de l'ennéode avec la différence que le couplage entre les circuits 1 et 2 est maintenant du type capacitif.

La limitation étant assurée par la première grille de commande, le courant électronique, maintenant sous forme d'impulsions rectangulaires, doit exciter le circuit 2 à une tension de 5 V environ. Ce circuit doit alors posséder une surtension assez élevée ; par contre on aurait intérêt à l'amortir, afin de travailler sur une plage suffisamment linéaire de la caractéristique de détection (fig. 92).

On tourne la difficulté en insérant, avant le condensateur de 100 pF découplant la plaque, une faible résistance de 680 Ω dans le circuit plaque. Par la capacité entre la seconde grille et la plaque, on introduit une contre-réaction amortissant le circuit 2 sans qu'on lui prélève de l'énergie, comme cela aurait été le cas avec une résistance d'amortissement.

Un potentiomètre dans le circuit de cathode permet de régler la polarisation et le seuil de limitation. Pour une tension de plaque de 180 V et une excursion de ± 35 kHz, on obtient une tension de sortie de 15 V avec un coefficient de distorsion de 2 %.

IV. — LE SYNCHRO-DETECTEUR

Principe

Le synchro-détecteur peut être conçu de deux manières différentes : soit sous forme d'un limiteur d'excellentes caractéristiques, suivi d'un discriminateur assez simple, soit suivant le principe du détecteur multiplicatif. Dans les deux cas, on se sert d'un phénomène bien connu en radio et télévision : la synchronisation d'un oscillateur par un signal extérieur.

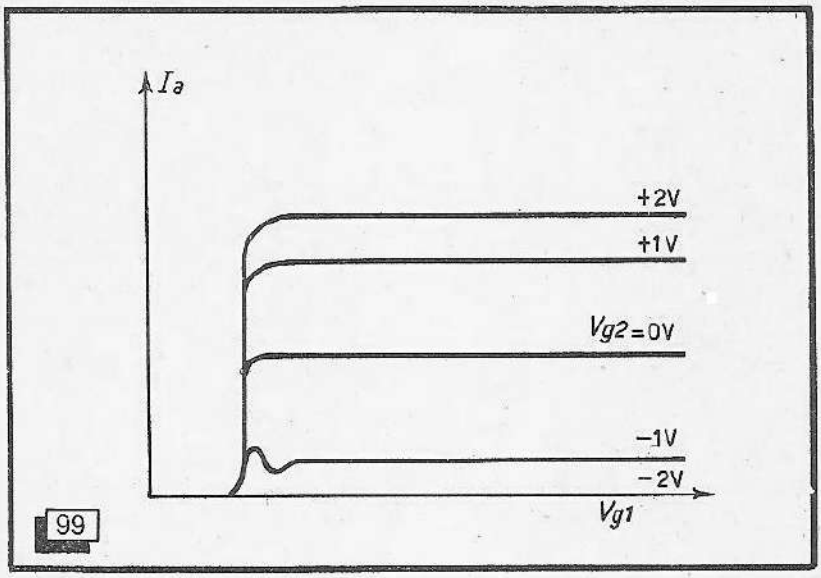


Fig. 99. — La caractéristique grille 1 — plaque de la 6BN6 se présente sous forme d'une marche d'escalier ; la hauteur du palier dépend de la tension sur grille 2.

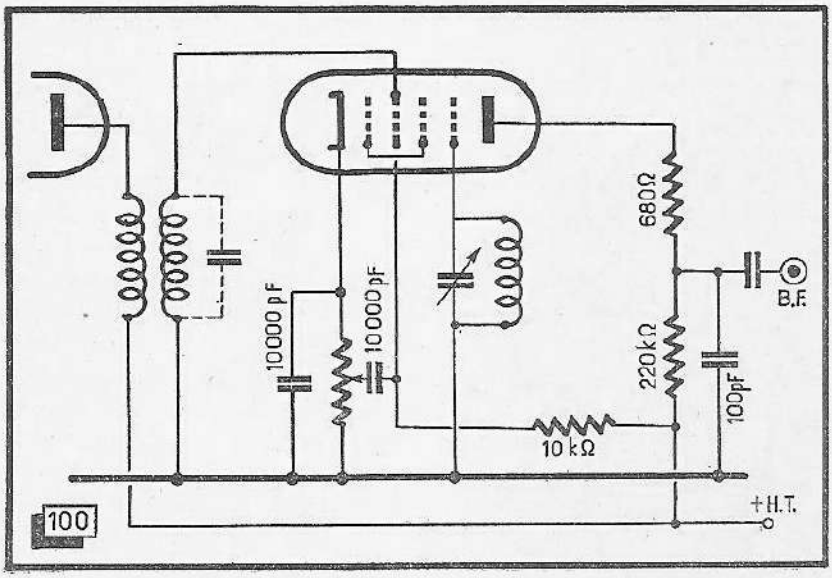


Fig. 100. — Le principe du couplage électronique est employé dans le montage utilisant la 6BN6.

A l'accord d'une détectrice à réaction on constate, en effet, que l'émission reçue synchronise les oscillations produites de façon qu'on ne peut jamais obtenir des battements très lents. Le même phénomène constitue, d'ailleurs, une importante difficulté dans la construction des générateur B. F. à battements. Dans cette étude, nous avions déjà mentionné cet entraînement des oscillations à propos des accrochages M.F.

L'extension de ce principe, aboutissant à une plage d'entraînement au moins aussi grande que l'excursion, donne un effet de limitation excellent. Comme on ne détecte que le signal produit par l'oscillateur auxiliaire, son amplitude est parfaitement indépendante du signal appliqué ; le premier suit, toutefois, rigoureusement les variations de fréquence du second.

Pour éviter toute réaction indésirable, on préfère ne pas laisser travailler l'oscillateur auxiliaire sur la moyenne fréquence même (10,7 MHz), mais sur le cinquième de cette valeur, soit 2,14 MHz. Il va de soi que cette division de fréquence ramène également l'excursion au cinquième de sa valeur originale, soit de 75 à 15 kHz.

Réalisation de l'oscillateur synchronisé

Le schéma de la figure 101 montre un procédé de synchronisation multiplicative. Le transformateur de sortie du dernier étage M.F. attaque la première grille de commande d'une heptode. L'autre grille de commande constitue, avec la plaque, un oscillateur accordé sur la fréquence auxiliaire, égale au cinquième de la M. F. Les circuits dont L_1 et L_2 font partie sont donc accordés sur 2,14 MHz, dans le cas d'une M.F. de 10,7 MHz. La polarisation de cet oscillateur est obtenue par la résistance de fuite de grille R_1, pontée par le condensateur C_2.

Les oscillations étant très riches en harmoniques, celles du quatrième et du sixième ordre (8,56 et 12,84 MHz) entrent en battement avec le signal appliqué (10,7 MHz) et donnent lieu à un signal de 2,14 MHz, modulé en fréquence par le signal reçu. En l'absence de modulation, ce battement est en phase avec la fréquence produite par l'oscillateur. Une variation de la fréquence reçue provoque un décalage de phase entre les deux fréquences citées. Dans ces conditions, le tube travaille comme une lampe de glissement modifiant automatiquement l'accord de son circuit plaque (L_3-C_3) et maintenant ainsi l'entraînement de ses oscillations.

L'entraînement se fait pour les décalages de phase compris entre + et — 90° ; en dehors de cette plage, l'entraînement cesse ; la sélectivité du récepteur est donc pratiquement infinie.

Pour éviter tout effet d'accord inexact et de glissement de fréquence, on doit donner, en partique, une valeur de 300 ou 400 kHz à cette plage d'entraînement. Dans ce but, on peut coupler (fig. 101) aux bobines L_1et L_3, un autre circuit L_4-C_4 dont l'amortissement aplatit la courbe de résonance du circuit oscillateur. On peut également décaler l'accord des circuits L_1-C_1 et L_3-C_3 de part et d'autre de la fréquence de 2,14 MHz.

On obtient aussi un meilleur entraînement en relevant l'harmonique 4 de l'oscillation auxiliaire ; cela peut se faire en insérant, dans la base du circuit grille de l'oscillateur (fig. 102), un circuit C_2-L_2, accordé sur cet harmonique.

Le détecteur suivant l'oscillateur entraîné peut être d'une conception très simple. Son bobinage L_4 travaille soit en circuit résonnant parallèle avec la capacité branchée à ses bornes, soit en résonance série avec la capacité inter-électrodes de la diode en bas du dessin. Si la fréquence incidente correspond à celle de ce dernier circuit, la tension est maximum aux bornes de la diode mentionnée, et inversement. La plage de détection est donc définie par la différence entre les deux fréquences de résonance de L_1.

Une courbe relevée avec un synchro-détecteur est reproduite figure 103. Le signal d'entrée est maintenu à une amplitude de 1 mV (entrée du récepteur), tandis qu'on

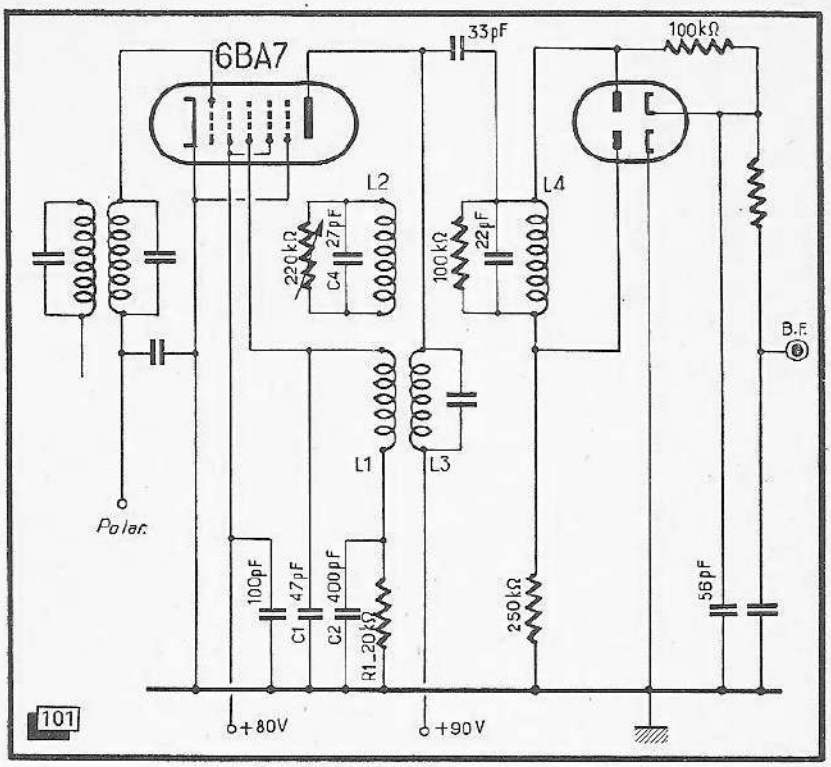


Fig. 101. — Synchro-limiteur précédant un détecteur F. M. particulièrement simple.

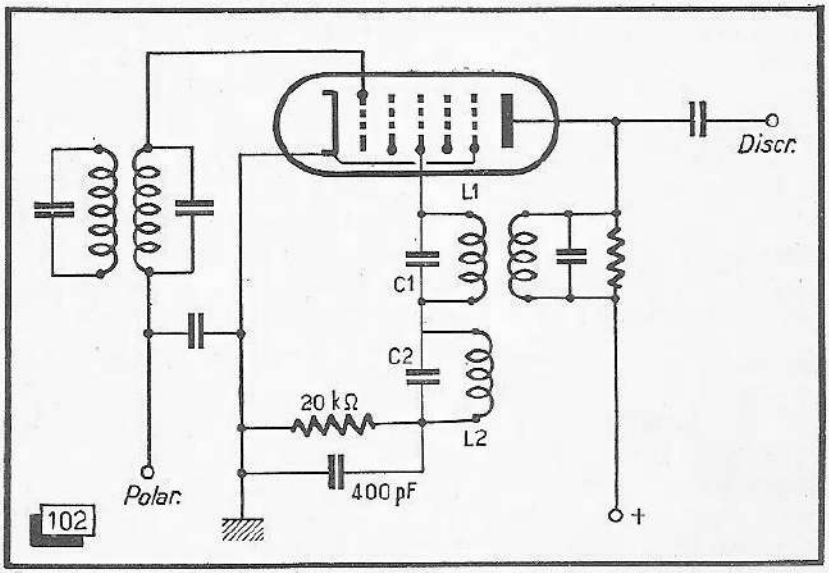


Fig. 102. — Le circuit L_2-C_2 relève l'amplitude de l'harmonique 4 de l'oscillation auxiliaire.

varie le niveau du signal perturbateur. Si celui-ci atteint 0,8 mV, soit 80 % du signal utile, il devient à peine perceptible (— 32 dB). Si, par contre, l'amplitude de l'émission perturbatrice dépasse celle du signal utile, ce dernier disparaît. On voit, cependant, que l'amplitude B. F. reste invariable, quelle que soit l'amplitude du signal appliqué à l'antenne. Sélectivité et effet anti-parasites idéals se combinent donc avec un antifading également idéal.

Un schéma avec synchronisation additive est donné dans la figure 104. La partie

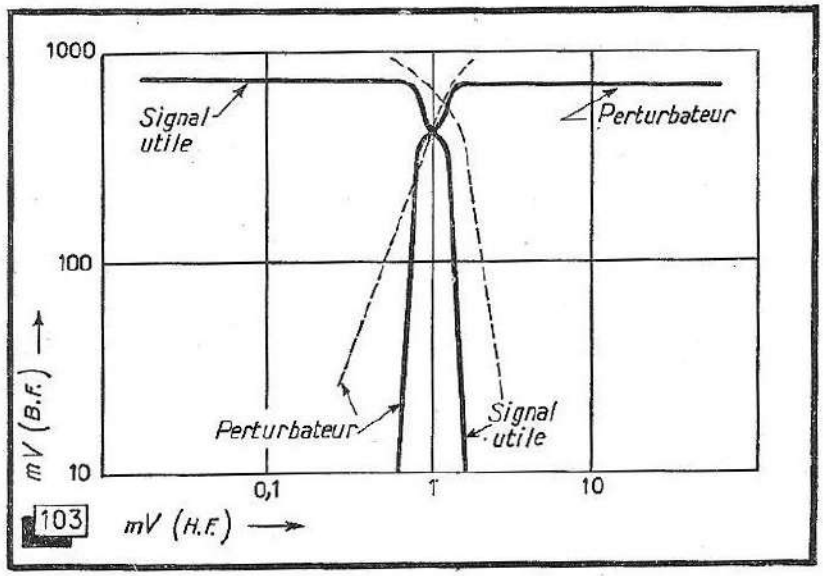


Fig. 103. — Courbe de l'effet anti-parasite du synchro-détecteur. En pointillé : détecteur de rapport.

heptode de la ECH81 est utilisée en limiteuse ; la seconde grille de commande se trouve réunie à la cathode. La limitation est obtenue par des tensions de plaque et de grille-écran particulièrement basses. Elle n'a pas pour but d'éliminer les perturbations, car le synchro-détecteur s'en charge d'une façon beaucoup plus efficace. Par contre, il est nécessaire que la tension de synchronisation soit maintenue constante, la plage d'entraînement variant, en effet, avec elle.

Le transformateur L_1-L_2 transmet le signal à 10,7 MHz, stabilisé à une amplitude de 2 V, au circuit grille de la partie triode de la ECH81. Celle-ci oscille, par les circuits L_3 et L_4, sur 2,14 MHz ; un circuit d'amortissement L_5 est également prévu. Le signal synchronisé est ensuite transmis à un discriminateur analogue à celui de la figure 101.

Synchro-détecteur multiplicatif

Un synchro-détecteur produisant un signal B. F. sans l'intermédiaire d'un redresseur est donné dans la figure 105. Le signal M. F. est appliqué ici à la seconde grille de commande d'une heptode. Sa première grille oscille, par un montage cathodique, sur une fréquence égale à la M. F. Le transformateur composé des circuits 1 et 2 fait apparaître un décalage de phase de 90° entre les deux tensions appliquées aux grilles de commande du tube. Ce décalage varie avec la modulation de fréquence et donne lieu à des variations du courant de plaque, tout comme dans le cas du détecteur multiplicatif ordinaire.

Pour obtenir une plage d'entraînement suffisamment large, on amortit le circuit de plaque par une résistance. Eventuellement, on peut appliquer le même principe au circuit 1.

Le bon fonctionnement de ce détecteur dépend de l'absence de toute réaction entre le circuit de plaque et celui de la seconde grille de commande. Pour l'éviter, on doit soigneusement blinder ces circuits entre eux, et choisir un tube dont la capacité entre plaque et grille 3 est particulièrement faible. On dispose, aux Etats-Unis, de tubes spéciaux pour cette application (FM 1 000). Même dans ce cas, il est recommandé de diminuer l'impédance aux bornes de la seconde grille de commande en la branchant sur une prise du circuit qu'on dote, dans le même but, d'un rapport L/C relativement faible.

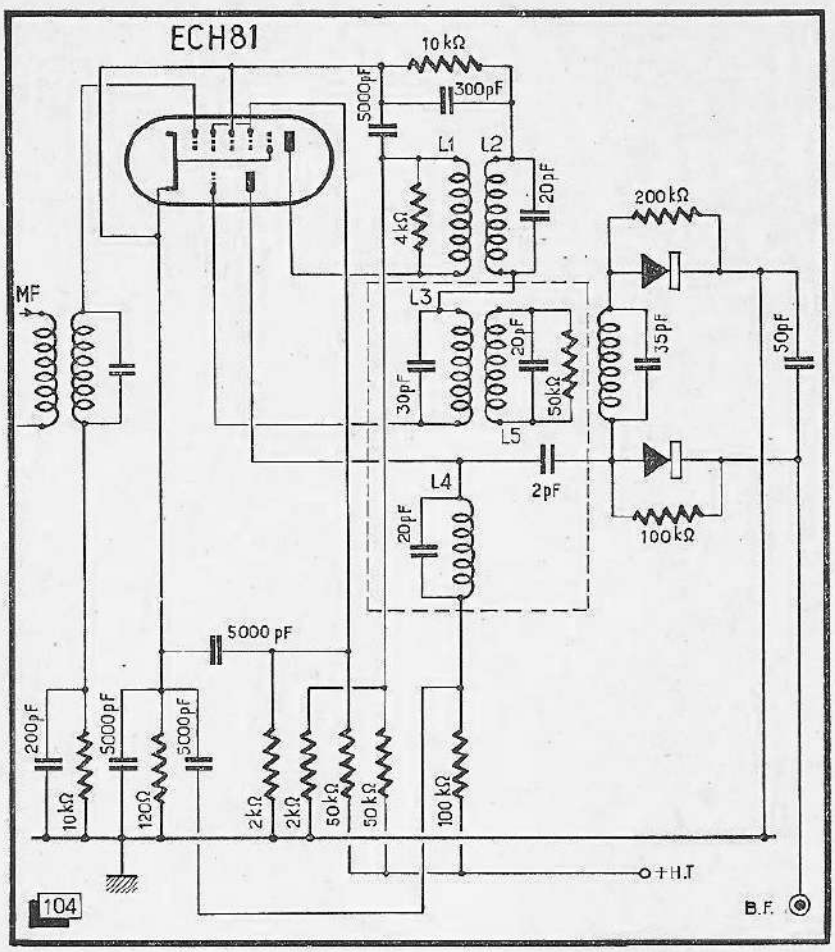


Fig. 104. — Fonctionnant sur le même principe que celui de la figure 101, ce montage utilise une synchronisation additive.

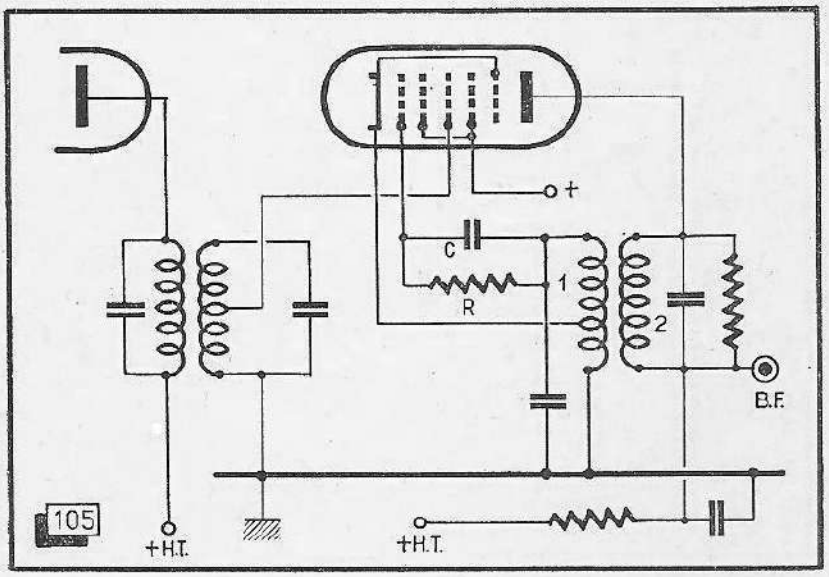


Fig. 105. — Synchro-détecteur multiplicatif (montage Bradley).

V. — CONSTRUCTION DES BOBINAGES

La symétrie des enroulements

Nous avons déjà indiqué que la symétrie des enroulements est très importante dans le cas des détecteurs symétrique et de rapport. Le moyen le plus simple pour l'obtenir est l'enroulement bifilaire (fig. 106). On enroule simultanément deux fils ; puis on relie, pour constituer la prise médiane, la sortie de l'un avec le début de l'autre.

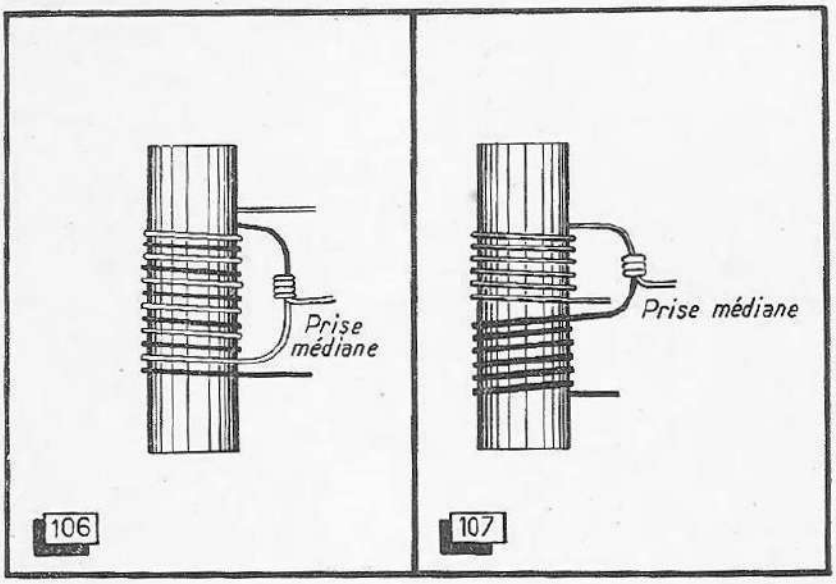


Fig. 106 et 107. — Deux moyens pour obtenir une prise exactement médiane.

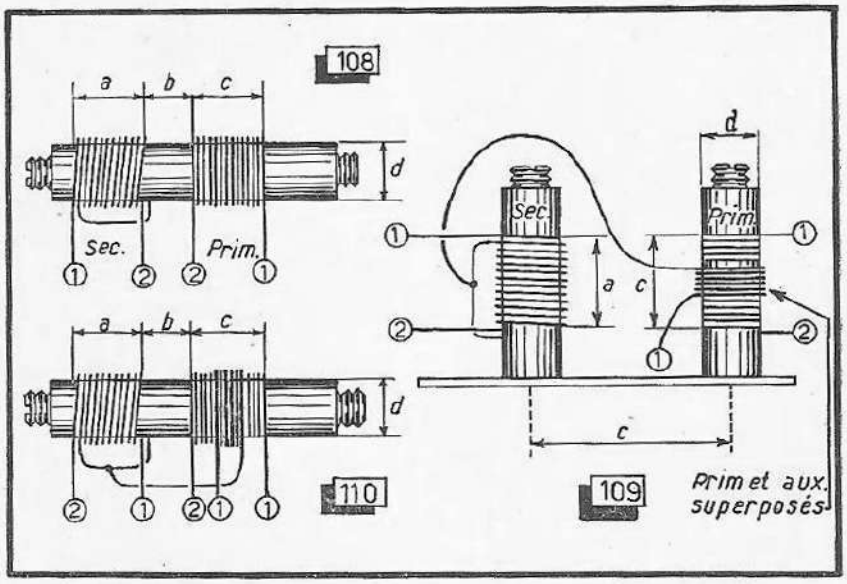


Fig. 108 à 110. — Le tableau de la page suivante donne les caractéristiques de ces bobinages de détection.

Caractéristiques de quelques bobinages de détection F.M.

Genre de détecteur	Enroulement	C (pF)	Diam. fil	Nb sp.	Dimensions en mm a	b	c	d	e	Sorties 1	2	Remarques
Symétrique	prim.	50	20/100	18	20	10	5	8		+HT	Pl.	Fig. 108
	sec.	50	30/100	2x10						P.D.	P.D.	
Sym. à bob. auxiliaire.	prim.	30	12/100	20	4		3	8	16	+HT	Pl.	Fig. 109
	sec.	50	15/100	2x9						P.D.	P.D.	
	aux.	—	15/100	11						B.F.		
De rapport	prim.	10	25/100	45	16	2	12	7		Pl.	+HT	Fig. 104
	sec.	50	50/100	2x15						P.D.	C.D.	
	aux.	—	25/100	10						B.F.		
De rapport.....	prim.	22	15/100	25	5	8	4		8	+HT	Pl.	Fig. 110
	sec.	22	20/100	2x11						P.D.	C.D.	
	aux.	—	20/100	5						B.F.		
De rapport	prim.	22	15/100	28						+HT	Pl.	
	sec.	—	15/100	6						B.F.		
De rapport	prim.	30	20/100	21	20	10	6	8		Pl.	+HT	Fig. 110
	sec.	50	50/100	2x9						C.D.	P.D.	
	aux.	—	80/100	5						B. F.		
De rapport	prim.	60	30/100	12	3	10	5	15		+HT	Pl.	Fig. 110
	sec.	100	30/100	2x4						P.D.	C.D.	
	aux.	—	30/100	2						B.F.		
Multiplicatif (EQ80) ..	plaque	—	50/100	10	9	8	9	10		—	—	Fig. 108, enroulement plaque bobiné sur primaire.
	prim.	60	50/100	15						Masse	Grille	
	sec.	60	15/100	15						Masse	Grille	
Multiplicatif (EQ80) ..	plaque	—	25/100	15	35	10	35	12				Comme précédemment mais secondaire amorti par 27 kΩ.
	prim.	30	40/100	22						Masse	Grille	
	sec.	30	40/100	22						Masse	Grille	

L'avantage de cette méthode est évident : si on introduit un noyau dans un tel bobinage, la self-induction se trouve augmentée dans les mêmes proportions dans les deux enroulements.

Pour des bobinages à air, on obtient une bonne symétrie en utilisant deux enroulements effectués en sens contraire (fig. 107). On doit les connecter, évidemment, de façon que l'induction mutuelle devienne positive.

Données pratiques pour l'établissement des bobinages

Il est toujours possible d'utiliser un bobinage établi à l'origine pour un détecteur de rapport dans un montage de détecteur symétrique ; mais l'inverse n'est pas recommandé. Dans ce cas, l'amortissement du circuit primaire deviendrait, en effet, prohibitif. Le fait que le transformateur du détecteur de rapport est établi pour un couplage relativement lâche n'a pas d'importance, car le détecteur symétrique procure un amortissement bien plus faible. L'indice de couplage étant défini par le produit de la surtension et du coefficient de couplage, on voit qu'il augmente effectivement quand on diminue l'amortissement d'un circuit.

Le tableau précédent donne les caractéristiques nécessaires pour l'établissement des bobinages de détection des types les plus courants. Comme pour les bobinages M. F., nous n'indiquons que la valeur du condensateur à connecter aux bornes du bobinage et dont la capacité se trouve toujours augmentée d'une dizaine de pF par les diverses capacités parasites. Tous les bobinages utilisent des noyaux magnétiques de qualité courante.

CHAPITRE VII

MONTAGES REFLEX

A propos de certains préjugés

Le mot reflex évoque, chez le technicien, une notion assez contraire à celle de haute fidélité qu'on associe, en général, à la modulation de fréquence. On peut donc s'étonner de voir assez souvent des schémas de récepteurs F. M. utilisant une même lampe pour deux fonctions différentes.

Il est exact que, en A. M., le montage reflex produit souvent des distorsions ou accrochoges difficiles à éliminer. Dans le cas le plus fréquent, on utilise un tube M. F. pour la préamplification B. F. Pour la fréquence la plus élevée, le signal B. F. ne crée alors sur la grille recevant les deux signaux qu'une polarisation lentement variable. La pente de la lampe varie donc quelque peu au rythme de la B. F., ce qui équivaut à une modulation affectant l'enveloppe M. F., d'où distorsion.

Ce phénomène ne joue, évidemment, aucun rôle en F. M. où la modulation n'est pas transmise dans cette enveloppe. En plus de cela, la moyenne fréquence est suffisamment élevée pour qu'il soit facile d'en filtrer le résidu subsistant après détection et qui pourrait causer un accrochage. Pour atteindre cette perfection dans un montage reflex A. M., on est obligé d'utiliser un condensateur, filtrant la tension détectée, de valeur telle que la reproduction des aiguës s'en trouve affectée. En F. M., un tel phénomène n'est pas à craindre, la désaccentuation demandant, de toute manière, une capacité relativement forte à la sortie du détecteur.

On peut donc profiter de l'économie apportée par les montages reflex sans craindre pour le bon fonctionnement du récepteur ; il suffit de respecter quelques précautions élémentaires pour le montage et la mise au point.

Montages pratiques

Le plus souvent, on utilise un montage reflex en remplacement de l'étage préamplificateur B. F. ; il est avantageux de faire accomplir cette seconde fonction à l'amplificateur H. F. Comme dans le cas d'une tension d'antifading, il est possible d'appliquer le signal B. F. suivant un montage *série* ou *parallèle*.

Le schéma de la figure 111 donne un exemple de la seconde catégorie. La B. F. est séparée des circuits de détection par une résistance de 100 kΩ ; un condensateur de 160 pF évite un court-circuit de la B. F. par le bobinage de grille. Le condensateur de cathode (25 μF) est doublé par une capacité plus faible, mais non-inductive.

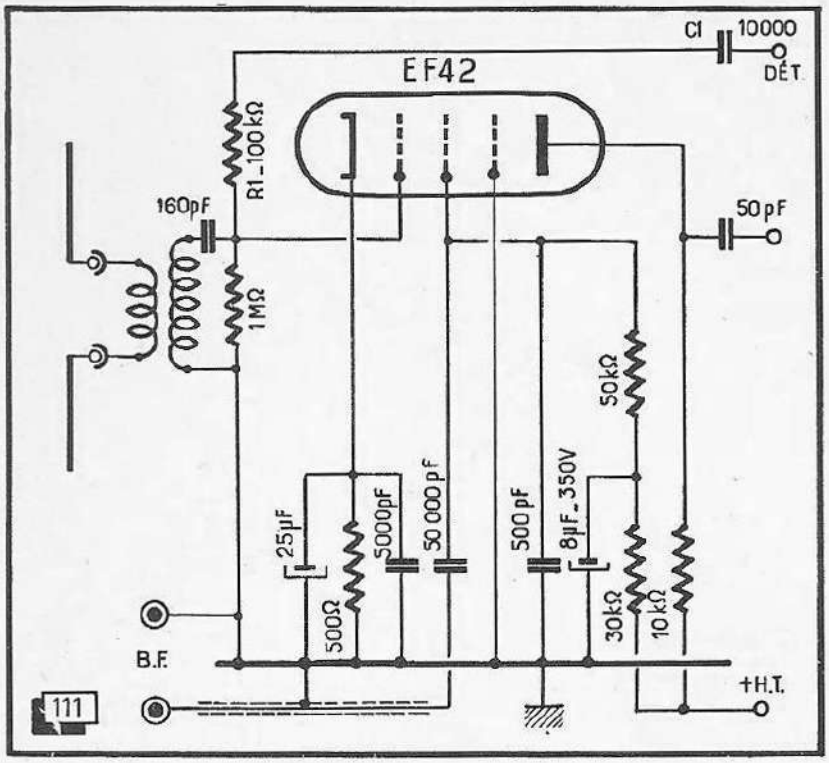


Fig. 111. — Utilisation d'une même lampe en amplificatrice H. F. et B. F.

Le signal amplifié est prélevé dans le circuit grille-écran du tube qui travaille donc, pour la B. F., en triode. La figure 112 montre comment on peut appliquer une tension d'antifading en même temps que le signal B. F.

La seule précaution à observer est de ne pas augmenter, par l'adjonction de la fonction amplificatrice B. F., la longueur des connexions H. F. de la lampe. C'est ainsi qu'on place la résistance R_1 (fig. 111) immédiatement sur la cosse de grille et qu'on établit une connexion aussi courte que possible entre la cathode et le condensateur de 25 µF. La longueur des connexions partant de ces éléments vers le détecteur et la masse, joue un rôle beaucoup moins important.

L'utilisation en reflex d'une lampe M. F. est donnée dans la figure 113. Le signal B. F. est appliqué, ici, en série avec le signal M. F., la polarisation étant obtenue par le courant direct de grille. Le signal amplifié est prélevé dans le circuit de plaque, bien que le principe de la figure 111 puisse aussi être applicable à un étage M. F., et inversement.

On utilise toujours le premier étage M. F. ; sur le second, la tension M. F. peut, en effet, atteindre des amplitudes telles que le tube se trouve saturé (limitation), ce qui affecte, évidemment, son fonctionnement en amplificatrice B. F.

On observe aussi une légère variation de la capacité d'entrée du tube en fonction de la tension B. F. appliquée. Ce phénomène désaccorde le circuit de grille au rythme de la modulation et peut provoquer des distorsions, à moins qu'on n'utilise un circuit à bande suffisamment large ou d'un rapport L/C assez faible. Ces variations de capacité étant surtout sensibles avec des tubes à forte pente, on évite leur emploi dans un montage reflex M. F./B. F. La largeur de bande d'un étage H. F. rend les effets de ce désaccord négligeables ; si le récepteur en possède un, on l'utilise donc plus volontiers en reflex que le premier étage M. F.

Enfin, il est également possible d'appliquer le montage parallèle et une tension d'antifading à un étage reflex M. F./B. F. ; la figure 114 en donne un exemple.

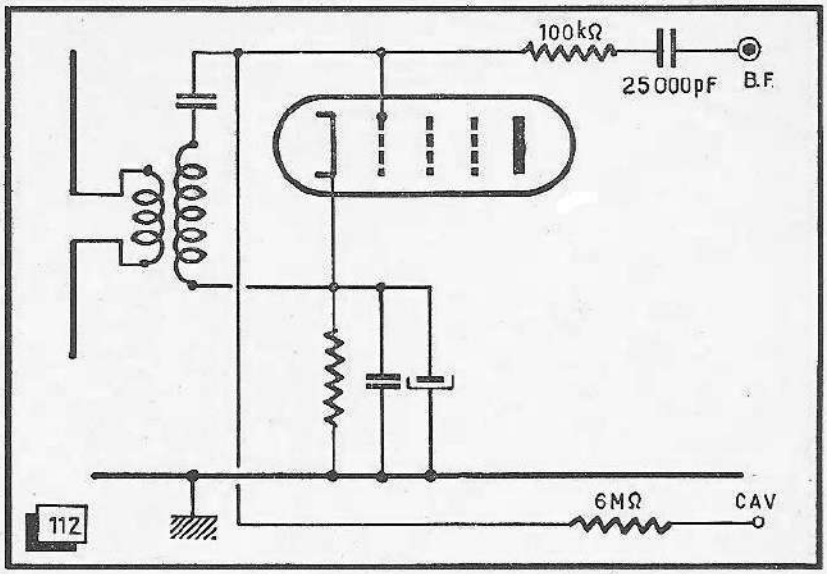


Fig. 112. — En plus du signal B. F., on peut aussi appliquer une tension d'antifading sur la grille du tube H. F.

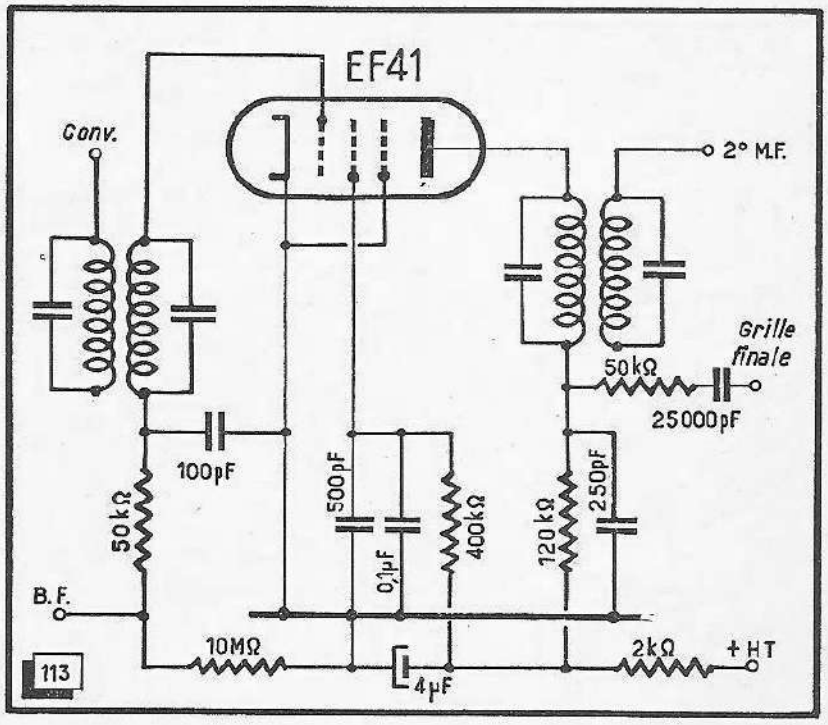


Fig. 113. — Montage reflex M. F./B. F.

Utilisation triple d'une lampe

Il est également possible d'utiliser une même lampe à la fois en amplificatrice H. F., M. F. et B. F. Ces trois fréquences sont, en effet, suffisamment distinctes pour qu'on puisse éviter une réaction ; le montage demande, toutefois, une mise au point assez soigneuse.

Comme on le voit dans le schéma simplifié de la figure 115, deux circuits sont insérés dans la grille de la EF80. Accordés en H. F. et M. F., ils présentent des

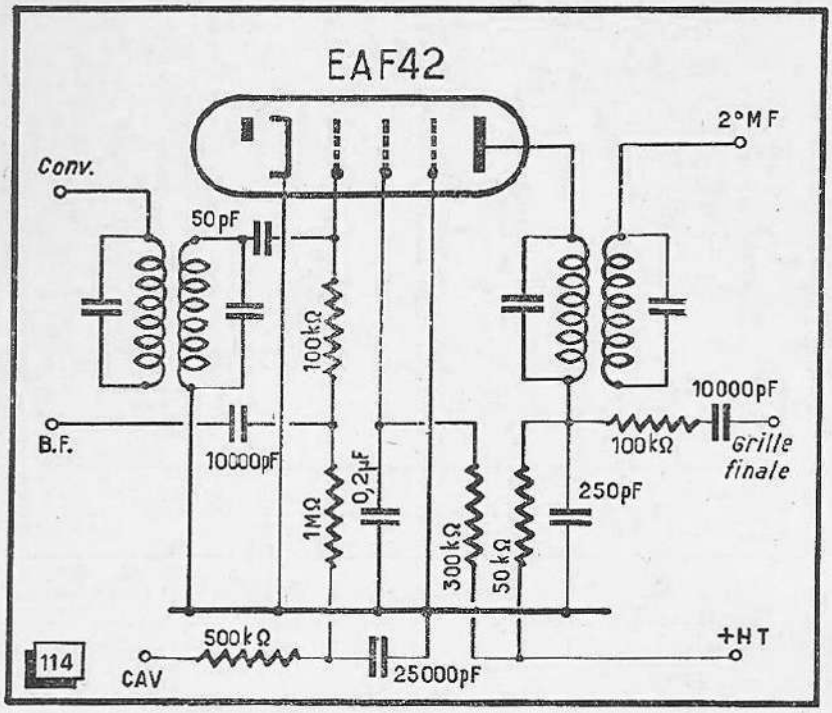


Fig. 114. — Amplificateur M. F. recevant, en plus du signal B. F., une tension d'antifading.

impédances négligeables l'un par rapport à l'autre. Le signal H. F., recueilli sur la plaque du tube, est appliqué au circuit de grille de la ECH42 (conversion). Le bobinage d'accord de ce circuit est couplé avec celui de l'oscillateur. Pour interdire à la moyenne fréquence, également amplifiée par la EF80, l'accès à la grille de commande de la ECH42, on a prévu un circuit bouchon et un circuit série, accordés sur 10,7 MHz.

Après conversion, le signal M. F. est conduit vers le second circuit de grille de la EF80 ; recueilli, après amplification, sur sa plaque, il est acheminé vers la grille de la EBF15 (2e M. F.). Le signal B. F. issu du détecteur de rapport est appliqué à la grille de la EF80 qui accomplit ainsi sa troisième fonction. Recueilli sur la plaque, le signal B. F. est enfin conduit sur la grille de la finale.

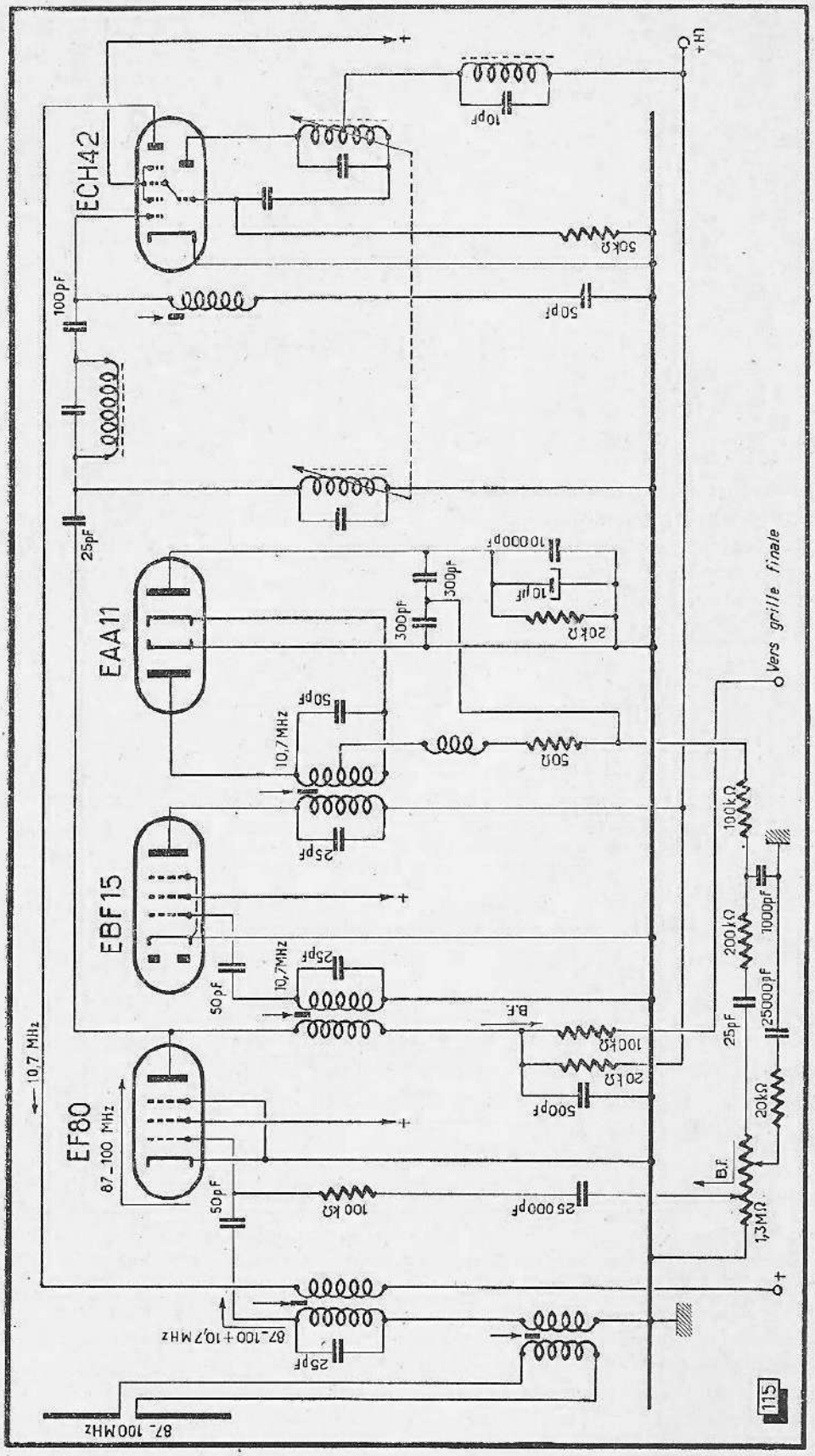


Fig. 115. — Le tube EF80 de ce schéma simplifié est utilisé à la fois en amplificateur H. F., M. F et B. F.

CHAPITRE VIII

CIRCUITS AUXILIAIRES

Antifading

Nous avons déjà pu voir, à propos des amplificateurs M. F., que l'action d'un antifading n'est pas nécessairement utile dans un récepteur F. M. Il provoque, en effet, un désaccord pouvant entraîner des distorsions gênantes, à moins qu'on ait pris la précaution de prévoir les transformateurs M. F. avec une bande passante suffisamment large et un rapport L/C relativement faible.

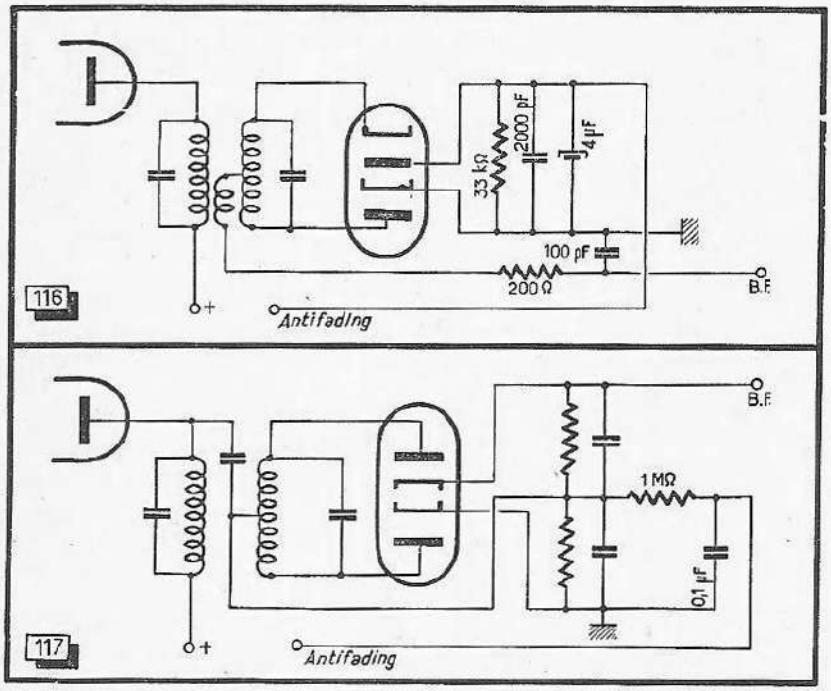


Fig. 116 et 117. — Prélèvement d'une tension de réglage automatique de sensibilité sur un détecteur symétrique et un détecteur de rapport.

Evidemment, l'antifading est parfaitement inutile, quand le récepteur est équipé d'un limiteur à niveau fixe (détection grille, penthode saturée, ennéode, etc.). On l'emploie donc uniquement avec un détecteur symétrique sans limiteur précédent, avec le détecteur de rapport, et dans le cas d'un limiteur amortisseur à niveau relatif.

Les figures 116 et 117 montrent comment on peut prélever une tension continue de commande dans les deux premiers cas, le dernier ayant été exposé dans la figure 65.

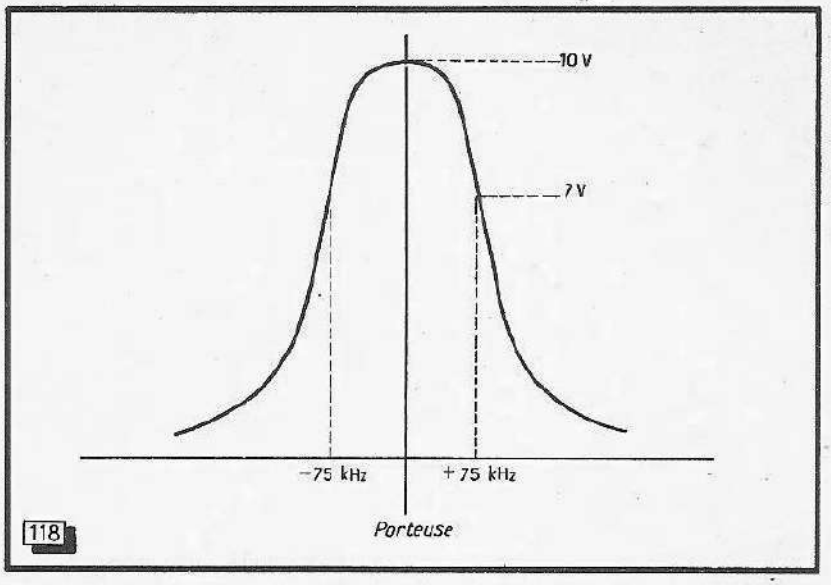


Fig. 118. — Une bande passante M. F. trop étroite se traduit par un clignotement de l'œil magique au rythme de la B. F.

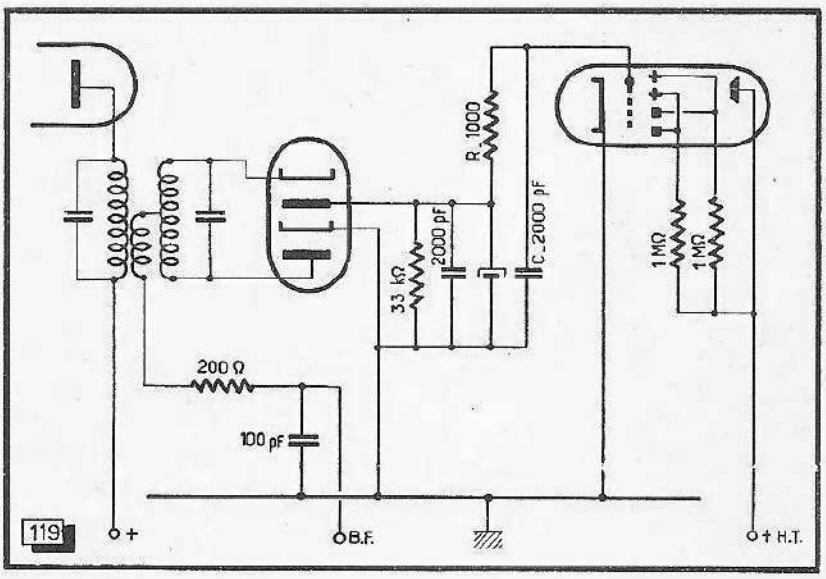


Fig. 119. — Branchement d'un indicateur d'accord sur un détecteur de rapport.

On utilise une tension dépendant uniquement de l'amplitude du signal H. F. Pour diminuer l'effet de glissement de fréquence, on peut, d'ailleurs, n'appliquer qu'une fraction de cette tension aux tubes d'amplification M. F., et la totalité à la lampe H. F., où une variation de la capacité d'entrée n'a qu'une influence négligeable.

On peut aisément vérifier le travail correct d'un réglage automatique de sensibilité en branchant un œil magique sur la ligne d'antifading. Son indication ne doit pas varier avec la modulation, autrement la bande passante de l'amplificateur M. F. serait trop étroite. Si, en effet, une porteuse non modulée donne une tension de 10 V aux bornes d'un détecteur (fig. 118), la tension moyenne est évidemment plus faible avec une excursion de ± 75 kHz. Dans le cas de notre exemple, sa valeur serait comprise entre 7 et 10 V.

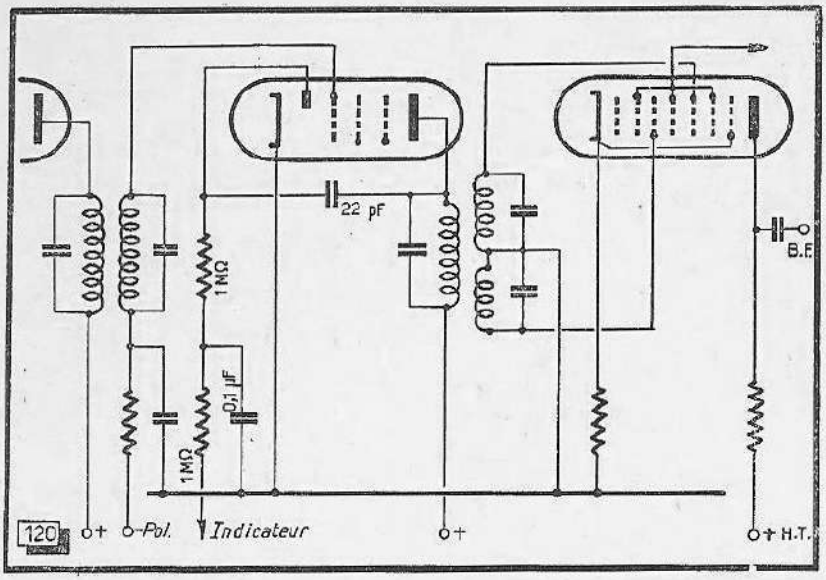


Fig. 120. — Une diode supplémentaire est nécessaire pour utiliser un indicateur d'accord avec un détecteur multiplicatif.

Dans un tel cas, la tension d'antifading varie donc avec la valeur moyenne de la tension de modulation, ce qui revient à une modulation en amplitude du signal reçu. En principe, notre détecteur est insensible à une telle modulation ; mais comme elle entraîne, dans le cas du détecteur de rapport, une variation de la résistance de charge de détection, elle cause une certaine distorsion. En plus de cela, elle produit une variation de la capacité d'entrée des tubes M. F., c'est-à-dire un désaccord variant avec le taux de modulation. On conçoit, sans plus ample démonstration, que ce phénomène ne contribue nullement à la fidélité de la reproduction.

Indicateur d'accord

Les tensions utilisables pour un antifading le sont, évidemment, aussi pour un indicateur d'accord ; la figure 119 donne un exemple. Une diode supplémentaire est nécessaire dans le cas d'un détecteur multiplicatif (fig. 120). Le branchement d'un œil magique n'affecte pas, bien entendu, le fonctionnement du récepteur ; mais cela ne veut pas dire que son indication soit exacte.

En effet, la déviation de ses secteurs lumineux est maximum quand le signal reçu possède son amplitude la plus élevée. Or, il n'est pas nécessaire que ce réglage corresponde précisément au milieu de la partie linéaire de la caractéristique de détection, notamment si la symétrie du transformateur n'est pas parfaite.

Il convient donc d'utiliser, pour l'indication de l'accord, la composante continue apparaissant sur la sortie B. F. du détecteur (borne A, figure 121). On sait que cette tension est nulle à l'accord exact et qu'elle devient positive ou négative suivant le sens du désaccord. Il convient donc d'utiliser un détecteur comportant une résistance de charge symétrique par rapport à la masse. Dans le cas de la figure 117, on observe, en effet, sur la sortie B. F., une composante continue possédant une valeur moyenne à l'accord exact s'annulant pour un désaccord complet dans un sens, et augmentant, jusqu'à une certaine valeur, pour un déréglage dans l'autre sens.

Toutefois, il n'est pas très facile d'obtenir, avec un œil magique ordinaire, une indication d'accord basée sur la composante continue de la sortie B. F. Dans l'exemple de la figure 122, on utilise deux diodes fortement polarisées. Elles exercent un effet

limiteur sur la tension alternative qui leur est appliquée. Le produit de cette limitation est appliqué à un œil magique qui, travaillant en détection grille, accuse une déviation proportionnelle à l'amplitude de la tension limitée.

En appliquant une tension positive ou négative au point A', on diminue le seuil de limitation de l'une ou l'autre des diodes ; la tension alternative résultante atteint alors une amplitude plus faible, et la déviation de l'œil magique diminue. Pour éviter les bords flous des secteurs lumineux, dus à la modulation en courant alternatif, on peut filtrer la tension sur les plaques par un condensateur. La sensibilité de ce dispositif est, toutefois, assez faible ; et on obtient la même indication en l'absence de signal et pour le réglage correct.

Ce dernier défaut est évité par le montage de la figure 123, où la polarisation des deux diodes limiteuses est prise sur la résistance de charge du détecteur. En l'absence

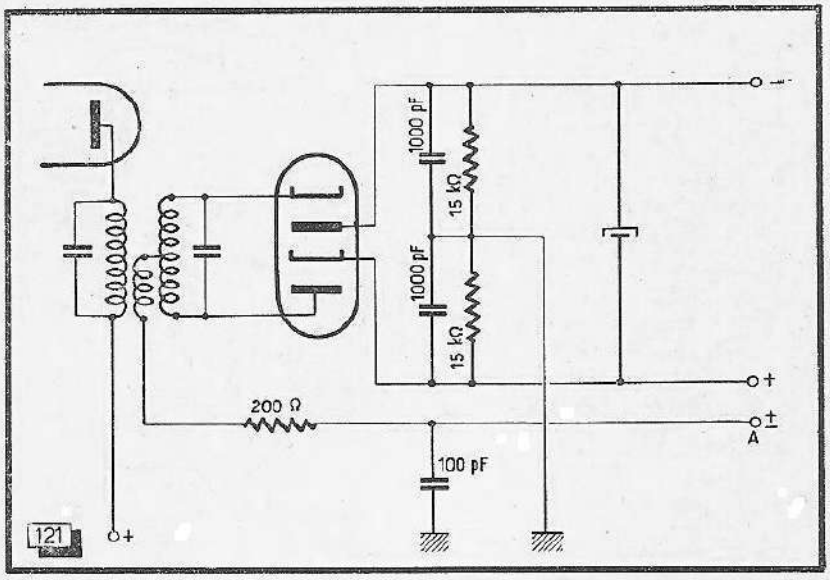


Fig. 121. — Une indication d'accord correcte demande un montage de détection dont la sortie B. F. est symétrique par rapport à la masse.

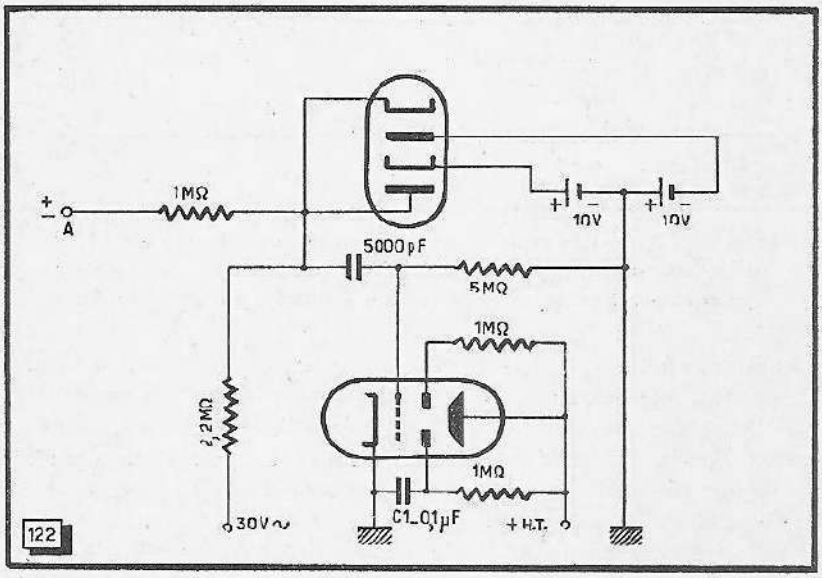


Fig. 122. — Montage d'indicateur d'accord utilisant la composante continue de la sortie B. F. d'un détecteur de rapport et une tension alternative auxiliaire.

de signal, les diodes sont donc conductrices, et aucune tension alternative ne peut atteindre la grille du tube indicateur. Une partie de la résistance de charge étant variable, on peut ajuster les deux tensions de polarisation à l'égalité parfaite. Une cellule de découplage évite que la tension alternative atteigne le canal B. F. Cette tension peut être fournie par un diviseur de tension convenable, branché sur l'un des enroulements H. T. du transformateur d'alimentation.

Pour obtenir, avec un œil magique, une indication d'accord nette, on doit utiliser plusieurs tubes auxiliaires (fig. 124). Le grille de l'indicateur est mise hors d'action par une forte polarisation (25 kΩ dans le circuit de cathode). Les deux plaques de l'indicateur sont attaquées par deux triodes, dont l'une est polarisée. En absence de signal, l'un des secteurs lumineux est donc fermé. Deux diodes discriminant la

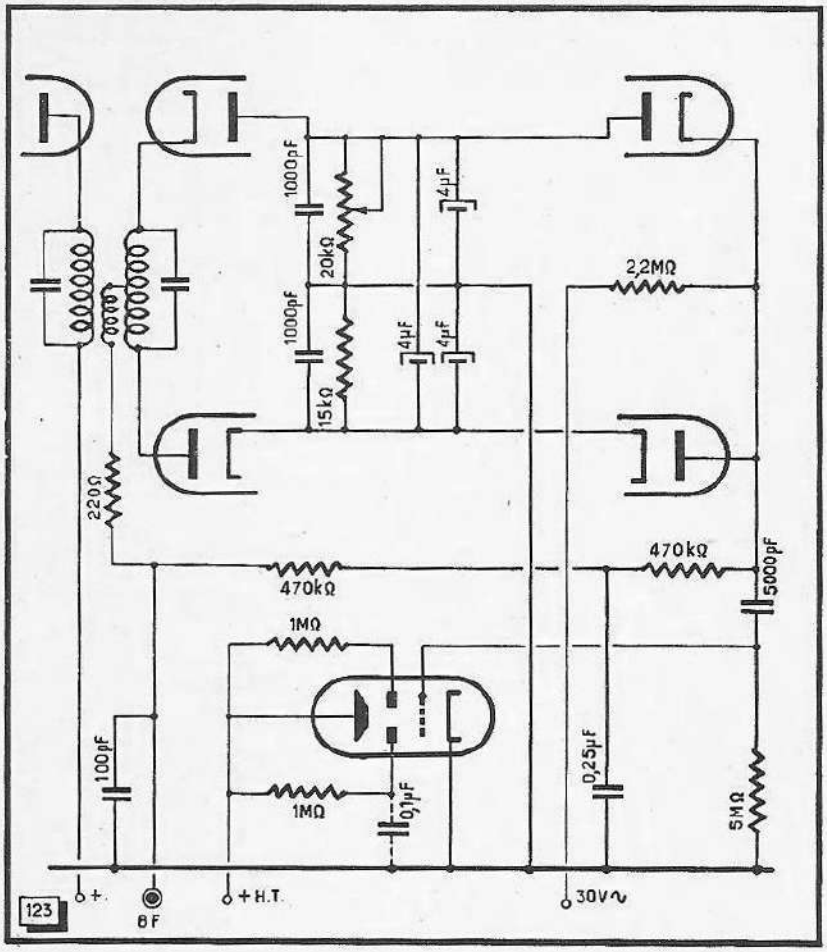


Fig. 123. — Version du montage de la figure 122 utilisant, comme source de polarisation, la composante continue sur la résistance de charge du détecteur.

polarité de la composante continue à la sortie B. F. du détecteur, on obtient une ouverture du secteur, normalement fermé pour toute valeur négative de cette composante, et une fermeture de l'autre secteur, quand elle devient positive. A l'accord exact, l'indication de l'œil sera donc la même qu'en l'absence de signal.

On peut éviter cet inconvénient en branchant la plaque d'une troisième triode sur l'écran de l'œil magique. La grille de cette triode est commandée par la tension continue existant au point B (fig. 124) du détecteur, en présence d'une émission. Tant que cette tension est nulle ou faible, la triode est conductrice et la chute de tension sur R_1 suffisamment forte, pour provoquer l'extinction de l'indicateur. A la réception d'une porteuse, la luminosité de l'œil magique permettra d'apprécier son amplitude.

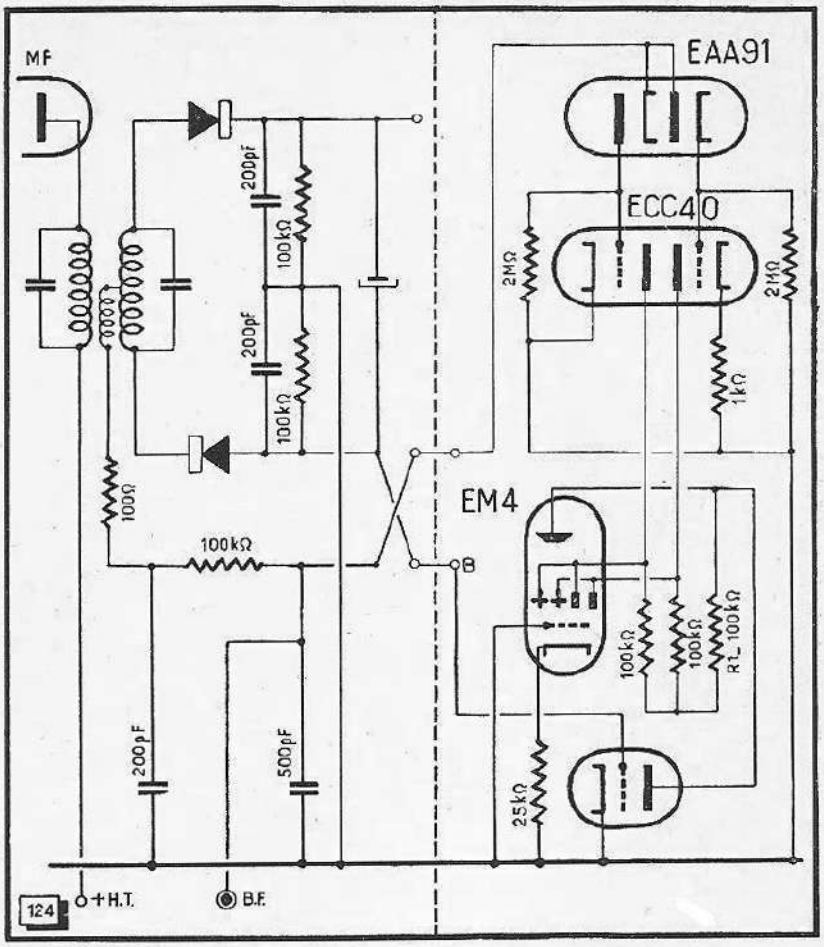


Fig. 124. — Une indication parfaite avec un œil magique de conception classique nécessite plusieurs tubes supplémentaires.

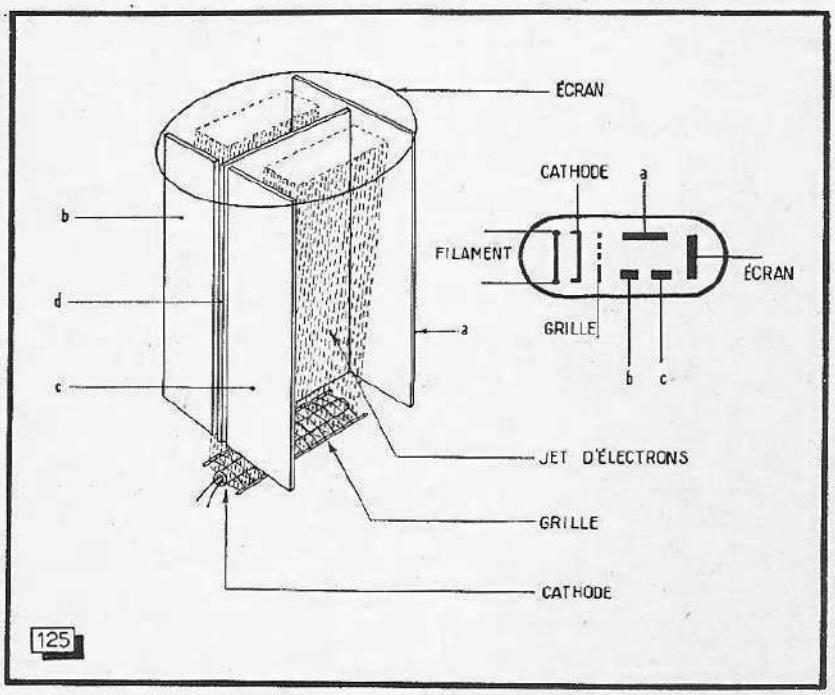


Fig. 125. — Constitution et représentation schématique de la balance magique 6AL7.

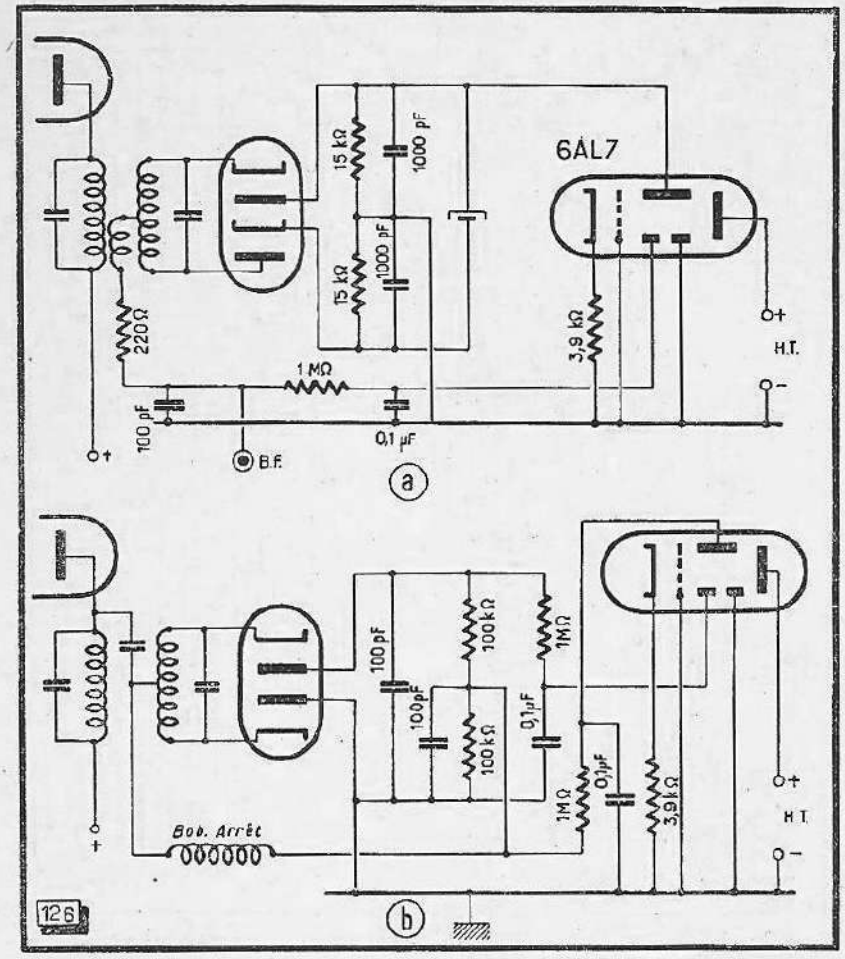


Fig. 126. — Utilisation de la balance magique avec détecteurs symétrique et de rapport.

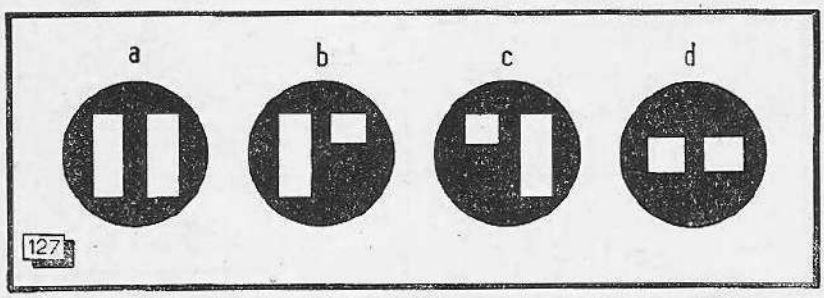


Fig. 127. — Aspect des figures sur l'écran de la balance magique 6AL7 suivant les différentes phases de l'accord

Indicateur spécial F. M. 6AL7

Pour éviter les difficultés que nous venons d'exposer, on a créé, en Amérique, un tube spécial pour l'indication d'accord en modulation de fréquence, le 6AL7, également appelé « balance magique ». La figure 125 donne un croquis schématique de la constitution de ce tube.

Les électrons issus de la cathode traversant d'abord une grille à potentiel fixe (polarisation négative de quelques volts). Le faisceau d'électrons est ensuite divisé en deux parties par deux cages, formés par les électrodes de déflexion *a*, *b* et *c* et le

blindage *d*. En appliquant à ces plaques de déviation des tensions positives ou négatives, on arrive à resserrer ou dilater les rectangles lumineux apparaissant sur l'écran. La figure 125 montre également la représentation schématique de la balance magique.

Deux exemples d'utilisation sont donnés dans la figure 126 ; ils nous permettront de comprendre le fonctionnement de l'indicateur. On voit que la grande électrode de déflexion *a* reçoit la tension qui est fonction de l'amplitude du signal, une des petites électrodes *b* étant connectée avec la sortie de détection, et l'autre *c* à la masse. On peut, d'ailleurs, aussi bien alimenter l'électrode *a* à partir d'une tension positive provenant d'un limiteur à détection grille.

En l'absence de signal, la tension est nulle sur les trois électrodes, et on obtient, sur l'écran de l'indicateur, deux rectangles allongés (fig. 127 *a*). Un accord inexact correspond aux figures 127 *b* ou *c*. Dans la figure 127 *b*, la tension sur l'électrode *b* étant positive, le rectangle correspondant paraît plus grand que l'autre, tandis qu'on observe le phénomène inverse en *c*, l'électrode *b* étant maintenant plus négative que *c*. Enfin, à l'accord exact, on observe deux rectangles d'autant plus resserrés que l'amplitude de la porteuse reçue est plus forte.

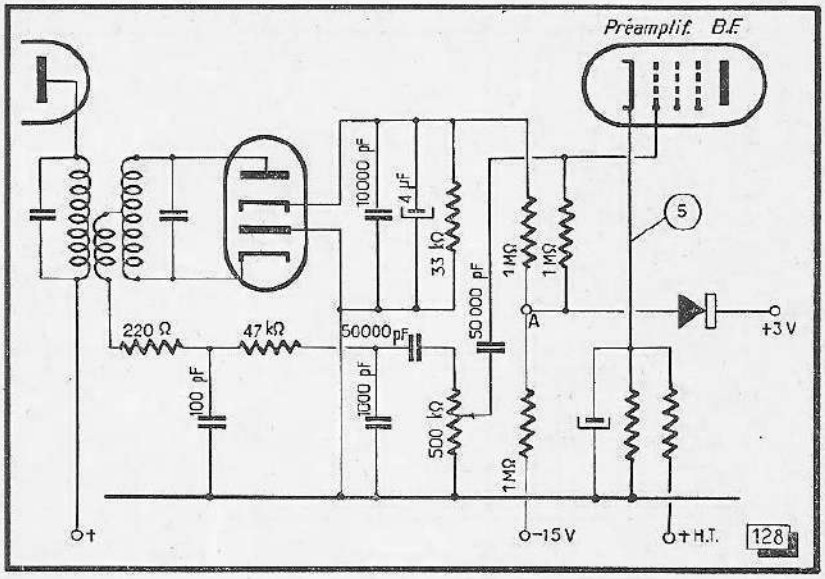


Fig. 128. — Accord silencieux par blocage de la préamplificatrice B. F.

Accord silencieux

On sait que l'effet anti-parasites des récepteurs F. M., ne devient sensible qu'en présence d'une porteuse. Autrement, le seul souffle des étages d'entrée peut suffire, dans le cas d'un récepteur très sensible, pour engendrer une vingtaine de volts aux bornes de la résistance de charge de détection. On conçoit donc facilement qu'un bruit assez fort et gênant puisse apparaître quand on passe d'une émission à l'autre.

L'opportunité d'un dispositif d'accord silencieux se trouve donc démontrée ; mais il y a également des raisons psychologiques en sa faveur. Beaucoup d'acheteurs de récepteurs essaient, en effet, les appareils offerts de la façon suivante : ils débranchent l'antenne, poussent le potentiomètre de renforcement à fond ; et quand « *ça souffle* », ils n'achètent pas. Finalement, ils échouent, sinon sur un poste moins sensible, tout au moins sur un appareil ne possédant aucune réserve capable de compenser un vieillissement, ou sur un récepteur muni d'un dispositif d'accord silencieux.

Un premier exemple est donné dans la figure 128. La polarité des diodes du détecteur de rapport est choisie telle que la tension naissant au point A en présence d'une émission soit positive par rapport à la masse. Dans ce cas, elle arrive à compenser une polarisation très forte (— 15 V) appliquée à la grille de la préamplificatrice qui est normalement bloquée en l'absence de signal. Pour éviter que la tension de grille n'atteigne des valeurs positives avec des signaux très forts, on a prévu un redresseur polarisé à + 3 V. La cathode étant à + 5 V, la polarisation de l'amplificatrice se trouve ainsi maintenue à — 2 V. La polarisation du redresseur peut être prélevée sur une prise de la résistance cathodique de la préamplificatrice ou d'un autre tube.

L'inconvénient de ce dispositif simple apparaît pour les émissions de faible amplitude: la préamplificatrice n'étant que partiellement débloquée, elle travaille dans une partie coudée de sa caractéristique, d'où distorsion. Il est donc indiqué de prévoir un interrupteur permettant de mettre le dispositif d'accord silencieux hors circuit.

Un procédé différent est utilisé dans le schéma de la figure 129. Ici, on a prévu un redresseur polarisé au repos à + 3 V, et court-circuitant ainsi le signal B. F. issu du détecteur. Si un signal H. F. fait apparaître une composante continue aux

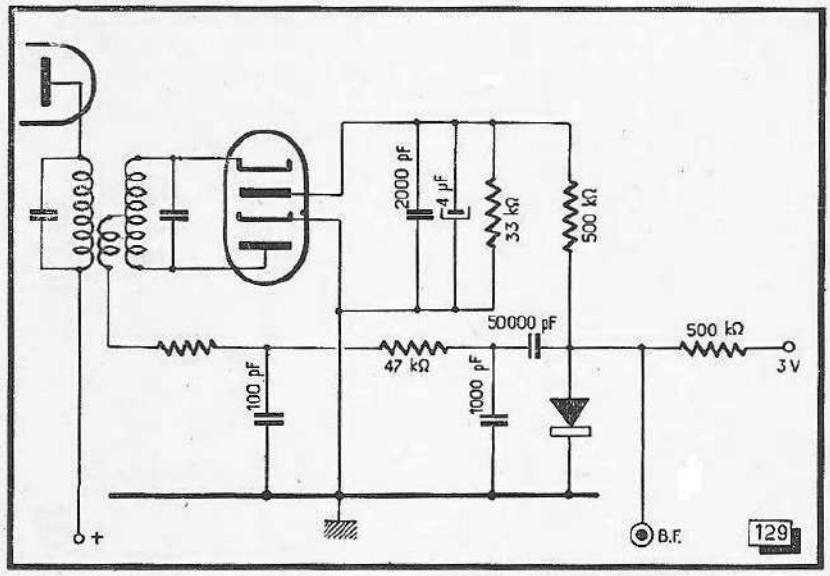


Fig. 129. — Accord silencieux par détecteur shuntant la sortie B. F.

bornes de la résistance de charge du détecteur, elle compense la polarisation positive du redresseur qui devient ainsi négative en passant par zéro. Le redresseur cesse donc d'être conducteur et le signal B. F. peut atteindre l'amplificateur suivant.

La distorsion aux émissions d'amplitude faible, que nous avons signalée plus haut, et qui est due à la courbure de la caractéristique du commutateur électronique (préamplificatrice ou redresseur) peut être évitée en amplifiant la tension de commande.

Le schéma de la figure 130 montre comment on peut atteindre cette perfection sans utiliser une lampe supplémentaire. L'amplification de la tension continue prenant naissance aux bornes de la résistance de charge du détecteur de rapport est assurée ici par le système triode d'un indicateur cathodique EM71. La tension créée par le seul souffle du récepteur est de 18 V environ ; on la compense par une résistance de 16 MΩ connectée au plus H. T. La préamplificatrice B. F. est normalement bloquée par une polarisation de — 7,5 V. Si une tension dépassant — 18 V apparaît sur la

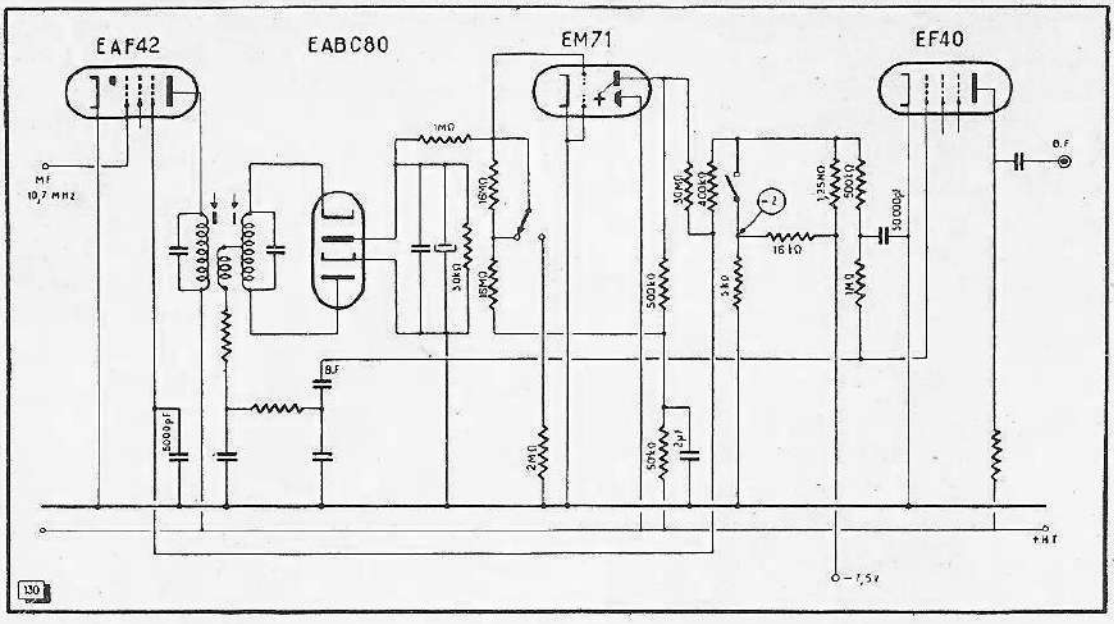
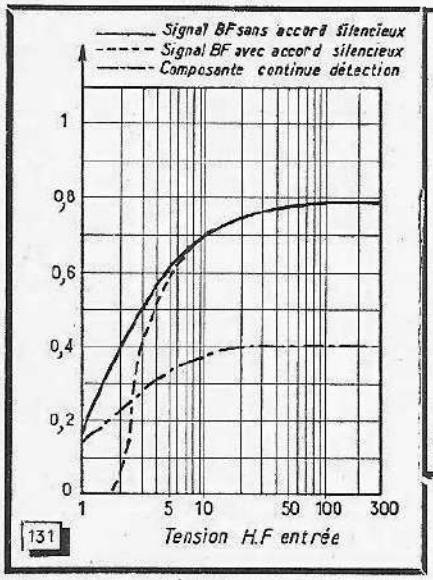


Fig. 130. — Dispositif d'accord silencieux à amplification de la composante continue du courant détecté.

résistance de charge du détecteur, la résistance interne de la triode de l'indicateur augmente, la tension sur sa plaque devient plus élevée, et arrive à compenser la polarisation initiale de la préamplificatrice. Pour éviter aux signaux de forte amplitude les distorsions par courant de grille, on limite la polarisation dans le sens positif en utilisant, comme diode, la grille suppresseuse d'une amplificatrice M. F.

La figure 131 montre les courbes relevées avec le dispositif d'accord silencieux de la figure 130. On voit que le passage de l'état bloqué à l'état d'amplification normale se fait d'une manière extrêmement brusque, des distorsions n'étant à craindre que pour des signaux entre 2 et 3 μV à l'antenne. Un commutateur à deux positions et deux circuits est prévu pour mettre le dispositif hors d'action.



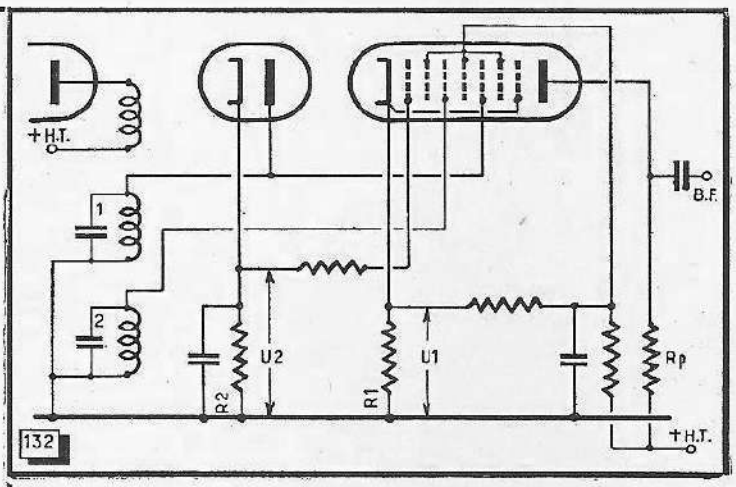


Fig. 131. — Courbe de réglage du dispositif de la figure 130.

Fig. 132. — Détecteur multiplicatif utilisant une diode supplémentaire pour l'accord silencieux et pour la commande d'un indicateur d'accord.

Mentionnons enfin (fig. 132) un dispositif d'accord silencieux utilisable avec un détecteur à ennéode. On sait que ce mode de détection fait apparaître de fortes perturbations si la tension M. F. sur les grilles devient inférieure à 8 V environ.

Pour le fonctionnement correct du dispositif, on doit calculer la chute de tension sur R_1 telle que la grille 1 se trouverait, en absence de la diode auxiliaire, polarisée au delà du cut-off. Redressant la tension aux bornes du circuit 1, cette diode engendre, aux bornes de R_2, une tension de signe contraire à U_1. En jouant sur les valeurs des résistances, on peut obtenir la compensation de U_1 par U_2, donc le déblocage du tube, juste au moment où la tension alternative sur la grille 5 dépasse 8 V. La diode peut fournir, en même temps, la tension de commande pour un indicateur d'accord.

Accord automatique

La difficulté qu'on éprouve, comme nous l'avons vu, à établir des indicateurs d'accord corrects est d'autant plus regrettable qu'il est assez difficile d'accorder un récepteur F. M. exactement à l'oreille. En A. M., on entend des distorsions au désaccord, quelle que soit l'amplitude de l'émission reçue ou son degré de modulation ; et il est relativement facile d'obtenir un accord exact en observant le timbre de la reproduction.

En F. M., on peut avoir, aux pianissimi, une écoute très fidèle, même si on est réglé sur une extrémité de la partie linéaire de la courbe de détection ; l'excursion reste, en effet, assez faible, pour qu'elle n'atteigne pas les parties courbées de la caractéristique. Un accord exact n'est donc possible que pendant les fortissimi. Un dispositif d'accord automatique s'avère en conséquence très utile, d'autant plus qu'il permet de compenser le glissement de fréquence, difficilement évitable pendant la période d'échauffement du récepteur.

Il est, d'ailleurs, relativement facile d'établir un tel dispositif dans un récepteur F. M. En A. M., on l'avait abandonné, parce que moins utile et plus onéreux. Il demande, en effet, un discriminateur délivrant des tensions de polarité variable suivant le sens du désaccord ; ce dispositif se trouve déjà dans un récepteur F. M. sous la forme du détecteur.

De plus, l'accord automatique revient à une modulation de fréquence de l'oscillateur local. Si le modulateur nécessaire possède une excursion de $\pm$ 0,1 %, cela revient, sur la gamme F. M., à un chiffre variant entre $\pm$ 100 et $\pm$ 87 kHz, donc sensiblement constant. En A. M., par contre, il faudrait une excursion de $\pm$ 0,3 et $\pm$ 1 % pour obtenir un même chiffre de $\pm$ 5 kHz environ sur les deux extrémités de la gamme P. O. Or, cette performance est d'autant plus difficile à atteindre que l'excursion d'un oscillateur modulé en fréquence diminue, en général, avec la capacité de son circuit oscillant.

On voit que le problème se trouve largement simplifié en F. M. ; à cause des fréquences élevées il est, toutefois, assez difficile de travailler avec une lampe de glissement. Le dispositif de la figure 133 utilise donc un bâtonnet de ferroxcube F monté entre les jambes d'un électro-aimant portant une bobine d'excitation E. Une polarisation magnétique est assurée par un aimant permanent P constitué par une pastille.

Suivant le sens du courant parcourant l'enroulement d'excitation, le flux magnétique initial, dû à l'aimant permanent, se trouve augmenté ou diminué, entraînant une variation de la saturation du bâtonnet de ferroxcube. La perméabilité magnétique de ce matériau se trouvant ainsi modifiée, la self-induction du bobinage B, enroulé autour du bâtonnet, varie au rythme du courant traversant la bobine d'excitation. L'enroulement du bâtonnet est connecté à la bobine de l'oscillateur ; une variation de la self-induction du premier modifie donc la fréquence du second. Dans un chapitre ultérieur, consacré aux mesures en modulation de fréquence, nous donnerons, à propos des modulateurs, de plus amples détails concernant l'utilisation du ferroxcube.

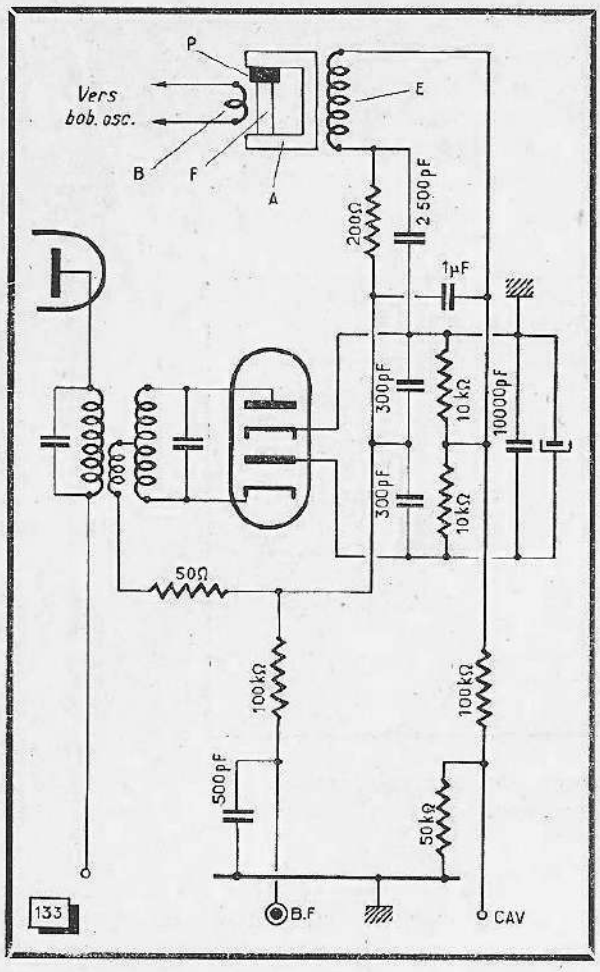


Fig. 133. — Dispositif d'accord automatique utilisant un modulateur de fréquence au Ferroxcube.

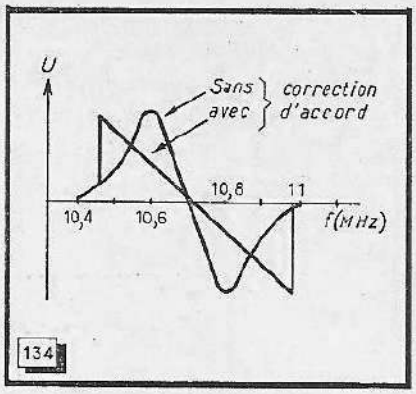


Fig. 134. — Courbes de réglage obtenues sans et avec le correcteur automatique d'accord.

On comprendra toutefois que, dans l'exemple de la figure 133, la bobine d'excitation est parcourue par un courant, si le récepteur est mal accordé sur une porteuse. En choisissant, pour l'aimant permanent P une polarité convenable, on s'arrange pour que le courant d'excitation augmente le champ dans le cas d'un désaccord vers les fréquences basses et inversement. La fréquence de l'oscillateur local se trouve alors automatiquement corrigée dans le sens d'un accord exact.

La courbe de réglage correspondante est reproduite dans la figure 134. On voit que la plage totale de réglage est de ± 250 kHz, c'est-à-dire que la caractéristique de détection est linéaire sur une étendue de 500 kHz. Si on veut écouter une émission faible, dont la porteuse est distante de 300 kHz de celle d'une station locale puissante, il peut donc arriver que le récepteur saute sur le signal le plus fort. Pour cette raison, on a prévu un interrupteur, non figuré sur le schéma, permettant de supprimer l'accord automatique.

Contre-réaction d'enveloppe

Pour diminuer l'amplitude des perturbations se présentant sous forme d'une modulation d'amplitude, on peut les détecter et utiliser le signal ainsi obtenu pour moduler, en sens contraire par rapport à la perturbation, la porteuse reçue. Il s'agit donc, en quelque sorte, d'un anti-fading très rapide, c'est-à-dire à constante de temps très courte. Chaque fois que l'amplitude du signal augmente à cause d'une perturbation, ce réglage automatique fait diminuer l'amplification M. F., et inversement.

Une réalisation pratique de ce dispositif est représenté dans la figure 135. Une diode, couplée au circuit de plaque du dernier étage M. F., détecte toute modulation d'amplitude contenue dans l'enveloppe de la porteuse reçue. Le produit de cette détection est ensuite convenablement filtré, du point de vue M. F., par une bobine d'arrêt et une cellule RC, ceci afin d'éviter toute réaction sur l'étage. La composante continue de détection n'est que partiellement appliquée à la grille de l'amplificatrice

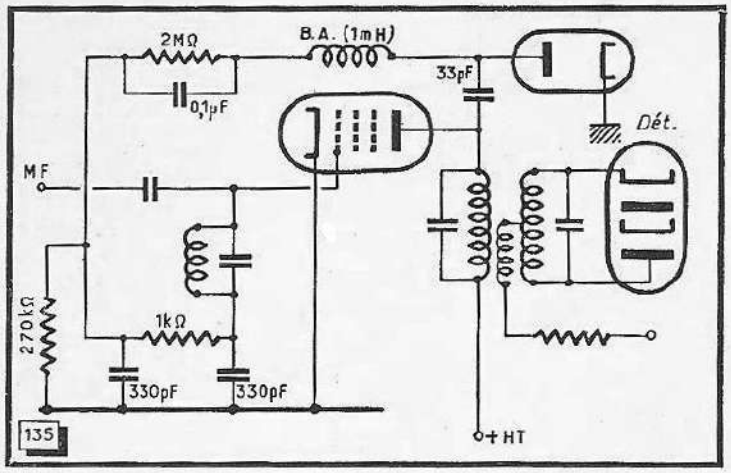


Fig. 135. — Montage de contre-réaction d'enveloppe.

M. F. (diviseur de tension 2 MΩ et 270 kΩ), afin d'éviter une diminution trop importante de l'amplification. La composante B. F., autrement dit les perturbations précédemment détectées, peut atteindre directement le circuit de grille par le condensateur de 0,1 µF.

Comme un antifading, on peut également appliquer cette contre-réaction d'enveloppe aux autres tubes du récepteur précédant la détection ; l'action s'en trouvera renforcée. Un réglage « en avant », c'est-à-dire appliqué à la préamplificatrice, est également possible. Pour qu'il soit efficace, il faut, toutefois, rechercher l'égalité exacte en amplitude et l'opposition parfaite en phase. Cela oblige à soumettre le signal détecté en A. M. au même déphasage que celui que le signal B. F., sortant du discriminateur, subit par le circuit de désaccentuation.

CHAPITRE IX

TECHNIQUE DES RECEPTEURS COMBINÉS

Considérations sur la commutation

Le problème que pose la conception d'un récepteur combiné A. M./F. M. peut très facilement s'énoncer ainsi : établir, pour un prix de revient donné, un récepteur aussi sensible que possible — en A. M. aussi bien qu'en F. M. — tout en cherchant une commutation aussi simple que possible.

En feuilletant les schémas des récepteurs industriels, on s'aperçoit que ce problème possède un nombre de solutions pratiquement illimité, allant du récepteur à deux chaînes A. M. et F. M. séparées à l'appareil utilisant toutes ses lampes pour les deux fonctions. En ce qui concerne la sensibilité de ces récepteurs, on peut dire, à priori, qu'elle est d'autant plus grande que les pertes de commutation sont plus faibles. C'est donc le problème de la commutation qu'il faut résoudre en premier lieu ; on arrive ainsi à dégrossir le projet dont les détails seront fixés par une étude ultérieure et plus détaillée.

La solution la plus simple — mais en même temps la plus onéreuse — consiste dans la construction de deux récepteurs distincts, comprenant chacun des étages d'entrée, de conversion, M. F. et détection, leurs sorties étant commutées sur un amplificateur B. F. commun (fig. 136). Il est alors facile d'arriver à une disposition claire et logique des éléments, avantage indiscutable en cas de dépannage. En même temps, on peut rendre toutes les connexions suffisamment courtes pour qu'un fonctionnement optimum soit garanti. En principe, il suffit de prévoir un simple commutateur sur l'entrée des étages B. F. ; mais, pour des raisons d'économie, on coupe également l'alimentation H. T., voire le chauffage, des tubes inutilisés. En

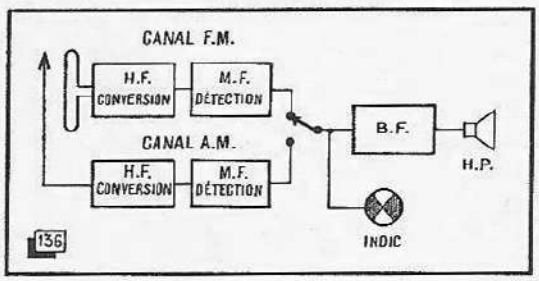


Fig. 136. — Le récepteur combiné le plus simple possède deux canaux séparés par A. M. et F. M.

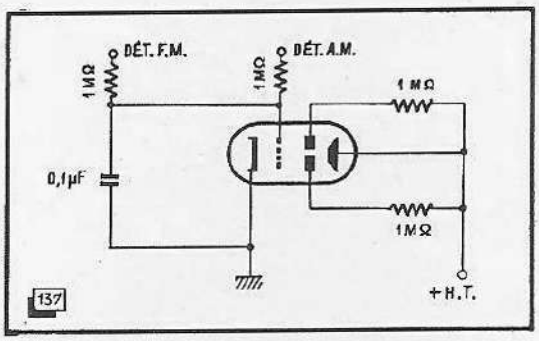
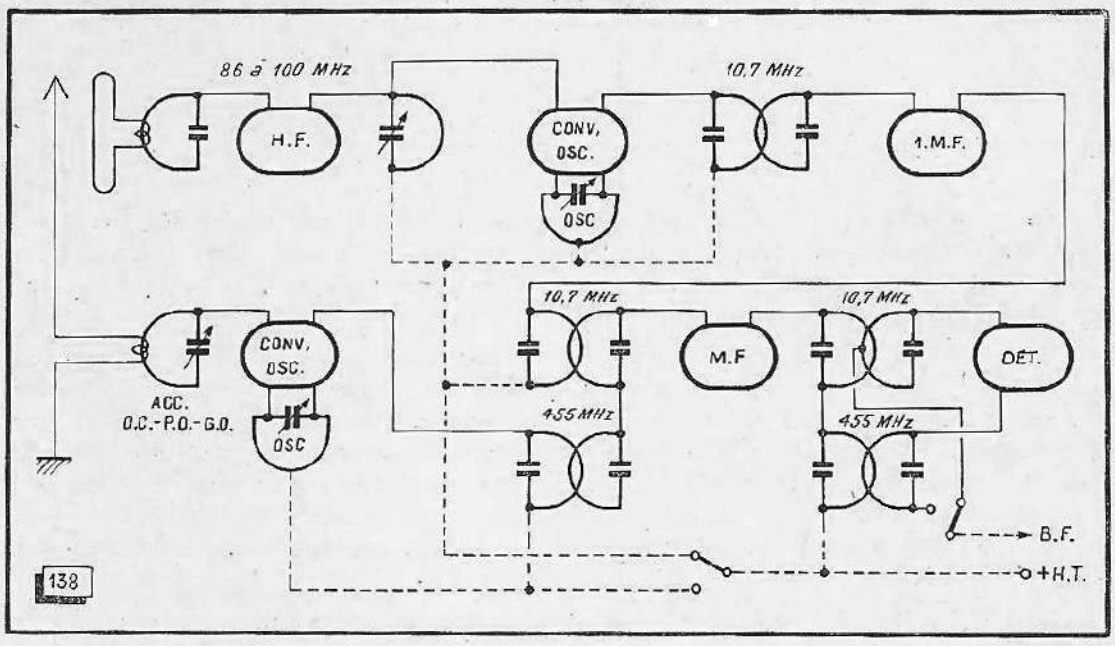


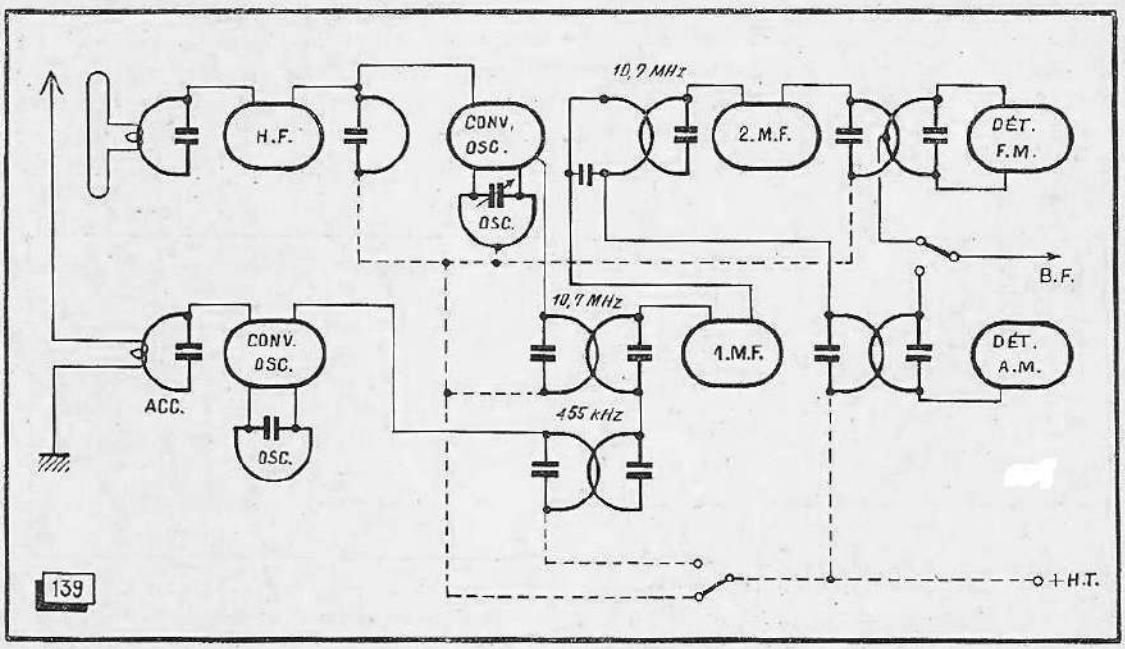
Fig. 137. — L'œil magique peut être utilisé sans commutation sur les deux canaux du récepteur.

amenant les composantes continues de détection A. M. et F. M. par deux résistances de l'ordre du mégohm à la grille de l'indicateur visuel, il devient possible de l'utiliser sans commutation pour les deux fonctions (fig. 137).

Etage M.F. commun

Le schéma de principe de la figure 138 montre qu'on peut, en utilisant des transformateurs M. F. combinés, employer l'étage M. F. pour les deux fonctions. Nous donnerons, plus loin, des détails sur ces transformateurs mixtes.





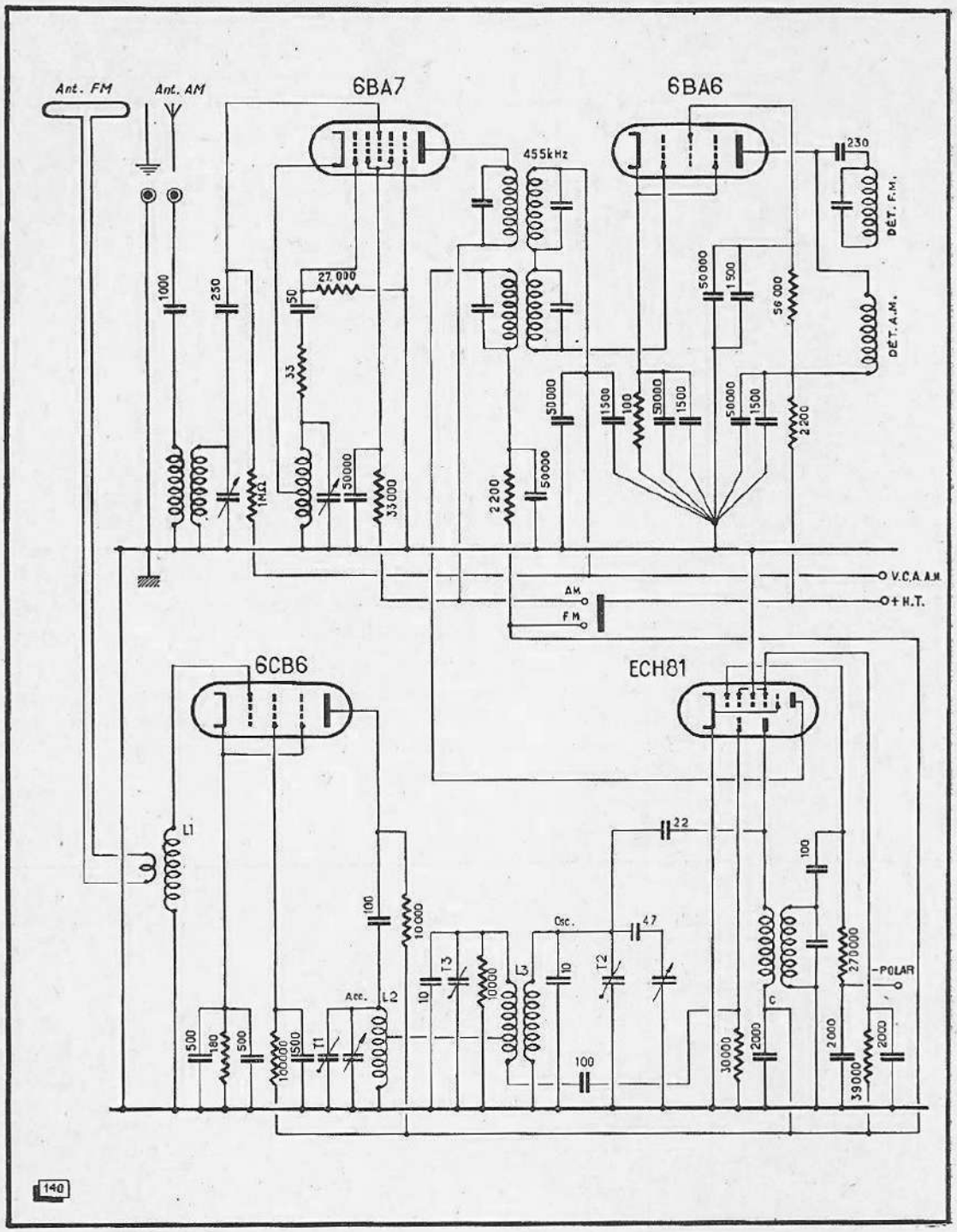


Fig. 138. — Récepteur combiné possédant un étage M. F. commun.

Fig. 139. — Comme précédemment, mais l'étage commun est suivi d'un étage M. F. en F. M.

Fig. 140. — Exemple pratique du principe exposé dans la figure 138.

Comme deux étages M. F. sont nécessaires en F. M., on peut placer l'étage supplémentaire soit avant (fig. 138), soit après l'étage utilisé pour les deux modes de réception (fig. 139). La détection doit, évidemment, se faire d'une manière différente en A. M. et en F. M. ; on peut, toutefois, utiliser un tube combiné (EABC80) pour les deux fonctions (fig. 138). On remarquera qu'il n'est pas nécessaire de commuter des signaux M. F. ou H. F., et cela constitue l'avantage principal du montage.

Une réalisation pratique du schéma-bloc de la figure 138 est donnée dans la figure 140. La chaîne A. M. (en haut) utilise une conversion dite ECO ; un transformateur combiné attaque l'étage M. F. En F. M., on coupe l'alimentation H. T. de la 6BA7 pour la diriger sur les tubes 6CB6 (H. F.) et ECH81. La triode de ce tube est utilisée en convertisseuse auto-oscillante, et sa partie heptode en premier étage M. F.

Utilisation de la convertisseuse A.M. en amplificatrice M.F. - F.M.

On arrive à économiser un tube de plus en utilisant (fig. 141) la partie heptode de la convertisseuse A. M. en premier étage M. F. sur F. M. Deux commutations « chaudes » deviennent, toutefois nécessaires : on doit connecter la grille de l'heptode soit avec le circuit d'entrée A. M., soit avec le secondaire du premier transformateur M. F.-F. M. ; puis on doit court-circuiter, en A. M., le primaire du deuxième transformateur M. F.-F. M. La dernière commutation est nécessaire pour éviter les troubles à la réception de la gamme O. C. dont nous analyserons plus loin les causes.

Une réalisation pratique (fig. 142) du principe indiqué en figure 141 utilise une ECC81 en H. F.-cascode et une autre lampe du même type pour la conversion et la production des oscillations locales F. M. La triode de la ECH81 est utilisée en oscillateur en A. M. ; son alimentation est coupée en F. M. où l'heptode assume l'amplification M. F. Une EF85 précède les deux circuits de détection.

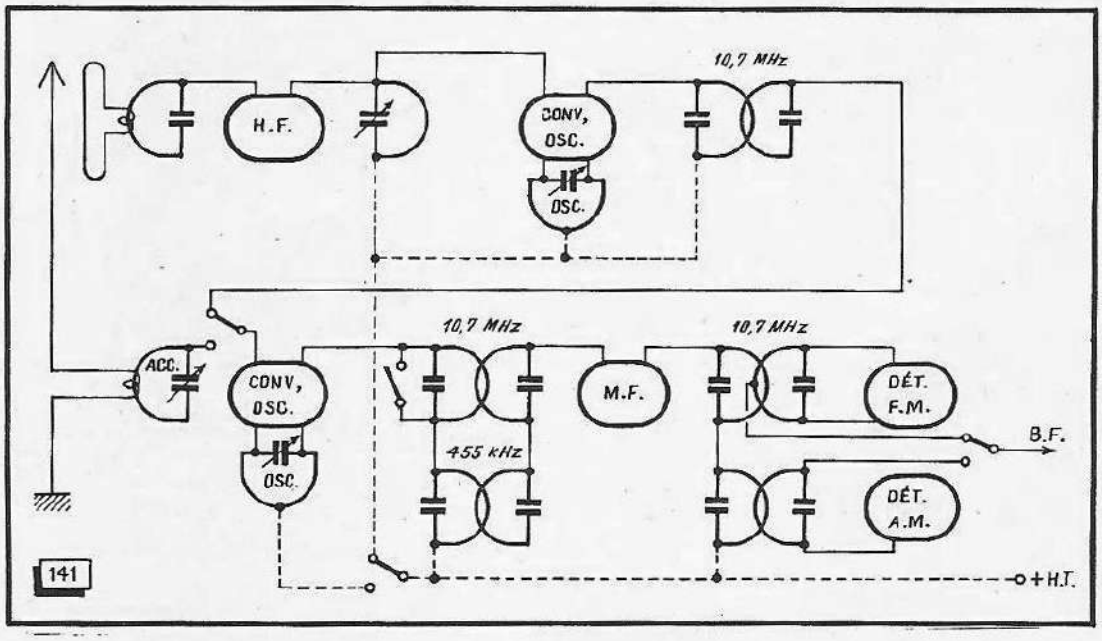


Fig. 141. — L'heptode de conversion A. M. est utilisée, en F. M., en amplificatrice F. M.

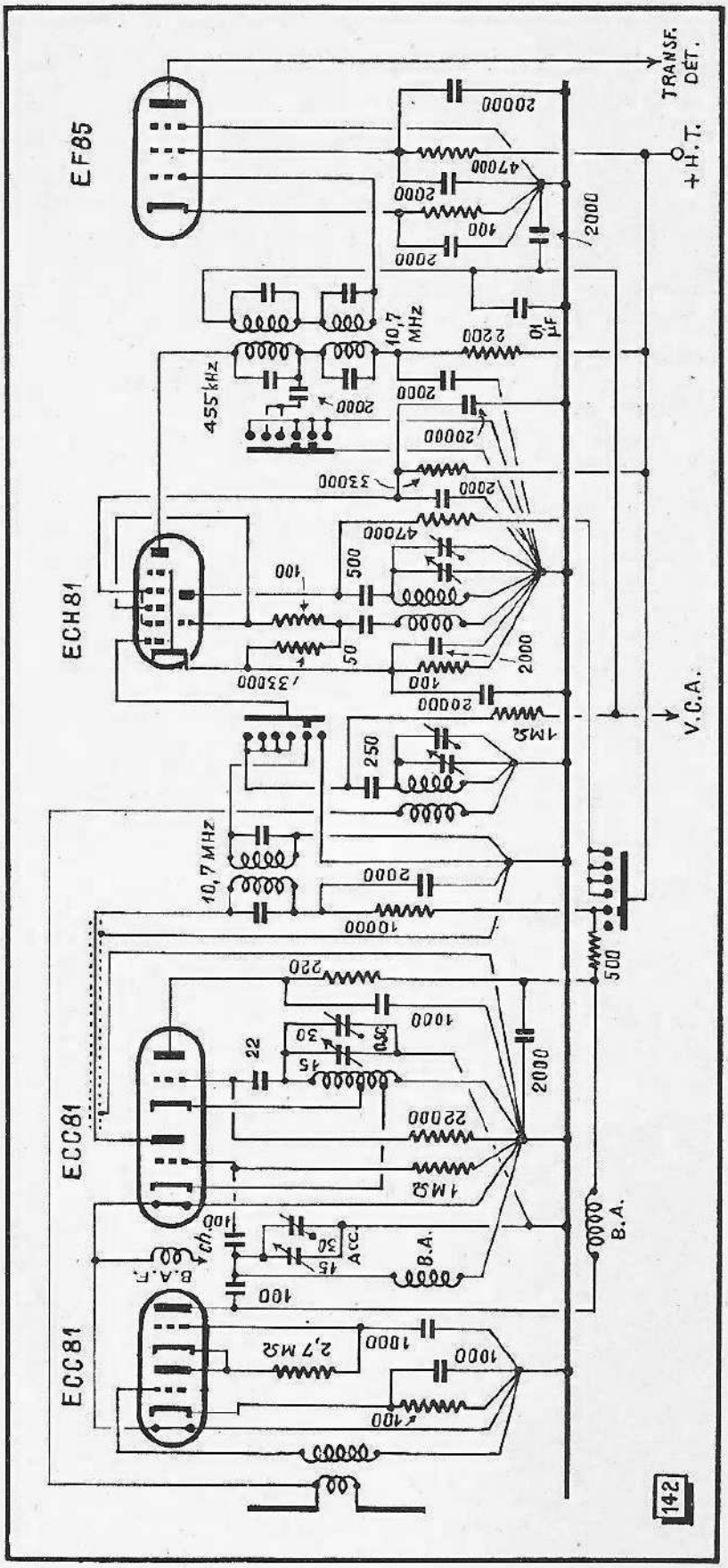


Fig. 142. — Exemple de réalisation suivant le principe donné dans le figure 141 (commutation sur F.M.). Noter la disposition très étudiée des retours à la masse des différents circuits.

Utilisation de toutes les lampes en A.M. comme en F.M.

Le principe d'un récepteur combiné très économique est indiqué dans la figure 143. Il s'agit, du moins pour la partie A. M., d'un quatre lampes + valve classique. En F. M., la conversion est multiplicative, utilisant une triode-hexode. Le premier étage M. F.-F. M. sert également pour la préamplification B. F. Bien entendu, il n'y a qu'un seul étage M. F. en A. M. ; le récepteur ne travaille donc en reflex que sur la gamme F. M. où aucune perturbation n'est à craindre.

Il convient, toutefois, d'utiliser le premier étage M. F. en reflex, et non pas le second. Pour la réception d'émissions fortes, le second étage M. F. peut, en effet, se trouver saturé. Il travaille alors en limiteur, ce qui ne peut constituer qu'un avantage pour la réception F. M. ; mais, dans ces conditions, il n'est, évidemment, plus capable d'amplifier correctement la B. F.

Un exemple de réalisation pratique du schéma de principe de la figure 143 est donné dans la figure 144. Pour simplifier encore, on a remplacé le détecteur de rapport indiqué dans la figure 143 par une détection sur le flanc de la courbe de

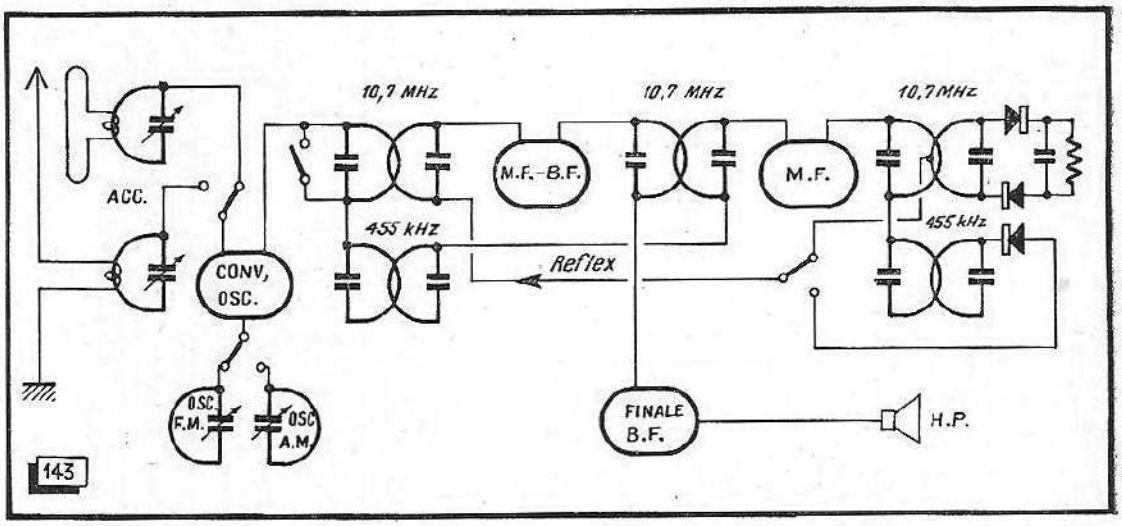


Fig. 143. — Récepteur utilisant toutes ses lampes sur les deux modes de fonctionnement.

résonance. On voit que quatre commutations « chaudes » sont nécessaires : dans les circuits grille hexode, grille et plaque triode, ainsi que sur le secondaire du premier transformateur M. F.-F. M.

Moyennant un tube supplémentaire, on évite le montage reflex, et on peut utiliser une conversion additive par triode en F. M. (fig. 145). Ce dernier tube travaille (en A. M.) en oscillatrice séparée attaquant, comme on peut le voir dans la figure 146, la grille suppresseuse d'une penthode. Ce tube travaille donc en conversion multiplicative en A. M., tandis qu'il sert de premier amplificateur M. F. en F. M. Ce montage (fig. 146) possède un étage H. F. en F. M., non représenté sur le schéma-bloc de la figure 145.

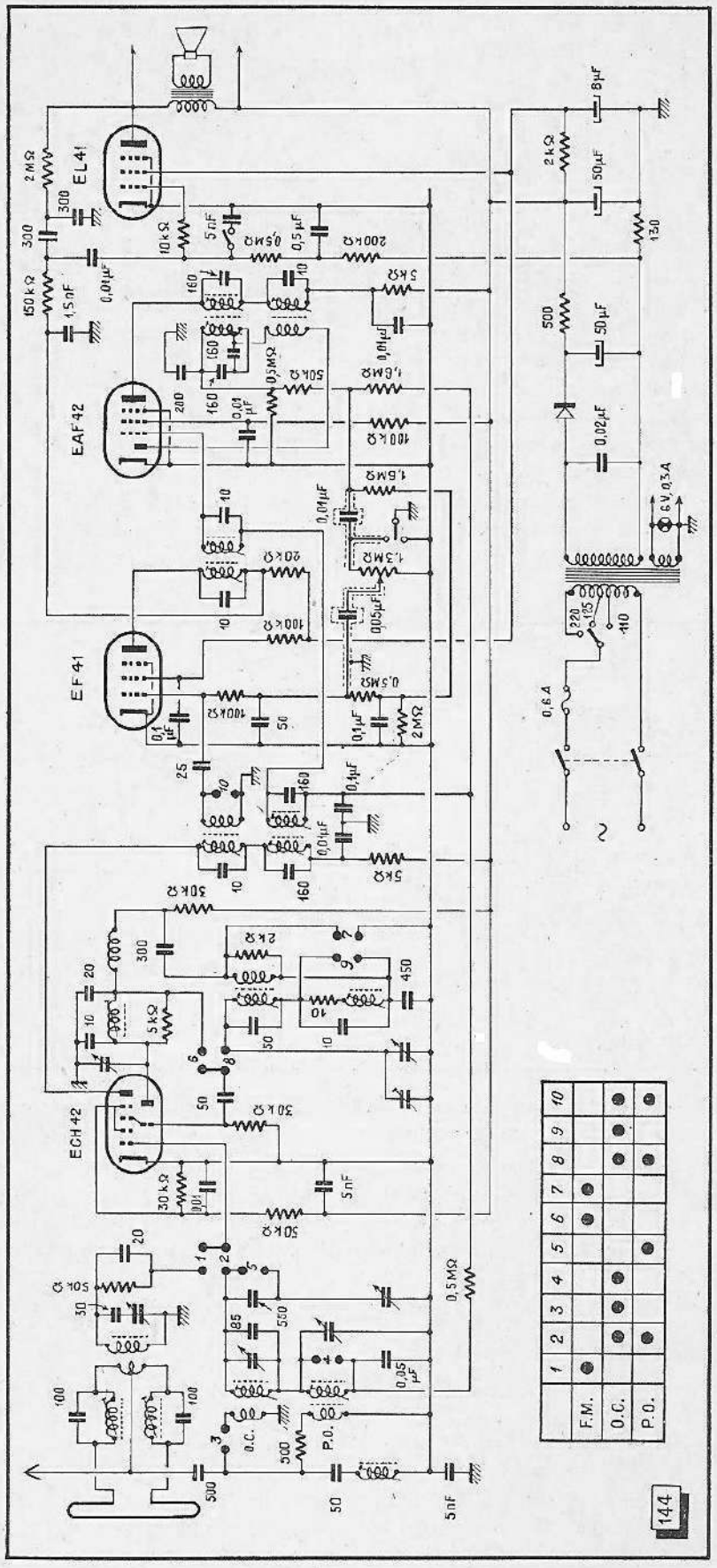


Fig. 144. — Schéma d'un récepteur conçu suivant le principe de la figure 143 (Tekade).

Antenne commune

Sur tous les schémas qui précèdent, nous avons indiqué deux antennes séparées pour la réception en A. M. et en F. M. Une telle complication n'est, évidemment, nullement nécessaire, et on peut parfaitement utiliser le dipole F. M. comme collecteur d'ondes en A. M.

De préférence, on évite toute commutation sur l'antenne. On peut brancher l'entrée du bloc A. M. sur l'un des deux conducteurs du dipole, mais, dans le cas d'une descente par bi-filaire, on risque ainsi de déséquilibrer l'aérien pour la réception en O. T. C. Il est donc préférable de prévoir, sur la bobine d'antenne du bloc F. M., une prise médiane (fig. 147) qu'on relie avec la cosse antenne du bloc A. M.

Si cette prise médiane n'est pas prévue par le constructeur des bobinages, on peut l'obtenir artificiellement en branchant, entre les deux extrémités de la bobine d'antenne, un enroulement de cinq spires environ, en fil de l'ordre de 10/10 mm, et enroulé sur un support de la grosseur d'un crayon. On branche l'entrée du canal A. M. sur le milieu de la bobine ainsi constituée (fig. 148).

Mentionnons, enfin, un commutateur d'antenne (fig. 149) utilisé dans certains récepteurs combinés allemands (Blaupunkt). Si son curseur relie les cosses 1-4, 2-5 ou 5-1, on doit utiliser deux antennes séparées. Dans la position 3-6, on reçoit la

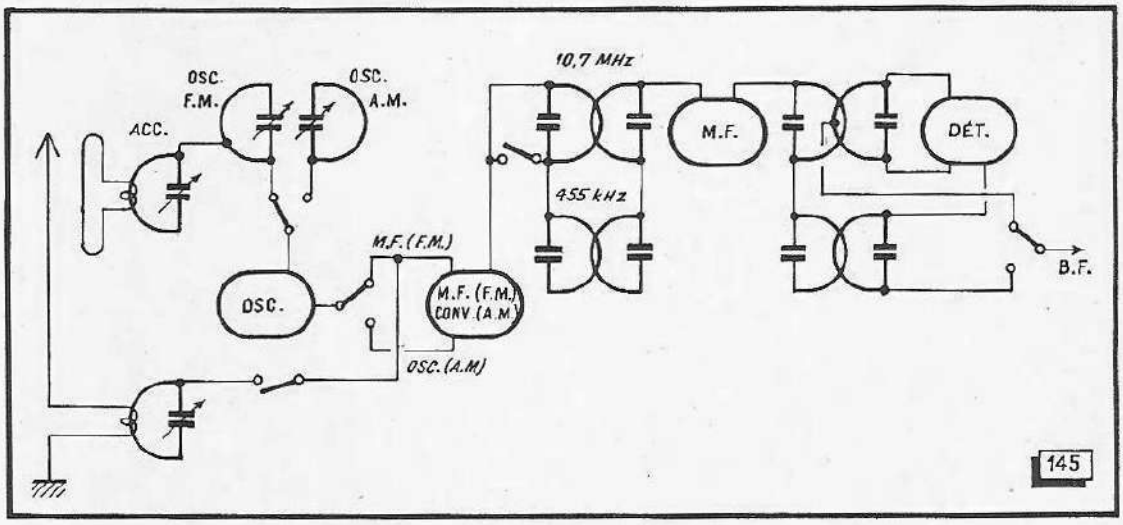


Fig. 145. — L'oscillatrice séparée A. M. de ce récepteur fonctionne en auto-oscillante en F. M.

F. M. sur antenne secteur ; en 4-7, le dipole est utilisé pour la réception en A. M. et en F. M. ; en 6-2, une antenne ordinaire est utilisée sur toutes les gammes, en 7-3 enfin, la réception se fait sur antenne secteur en A. M., tandis qu'il faut utiliser un dipôle en F. M.

Dans les récepteurs équipés d'une antenne intérieure F. M., on prévoit deux douilles à contact, mettant celle-là hors circuit, quand on branche une antenne extérieure.

Bobinages combinés

Dans les récepteurs correspondant aux schémas de principe des figures 136, 138, 139 et 141, on utilise deux circuits d'entrée complètement séparés. Pour la gamme F. M., les bobinages ne diffèrent donc en rien de ceux des adaptateurs. En A. M., on peut

FABRICATIONS SPECIALES

6-19. — Le transistor n-p-n.

Les mêmes propriétés que celles du transistor *p-n-p* résultent de l'assemblage d'un élément *p* et de deux éléments *n*, mais le procédé de fabrication est différent. Les jonctions ne sont pas obtenues par alliage, mais par « tirage » d'une fonte de germanium.

Afin de rendre la zone de la diode supérieure du transistor non conductrice, la polarité est inversée. Les techniques d'utilisation sont identiques à celles des transistors *p-n-p*.

La production de ce type de transistor est, jusqu'à présent, demeurée relativement faible.

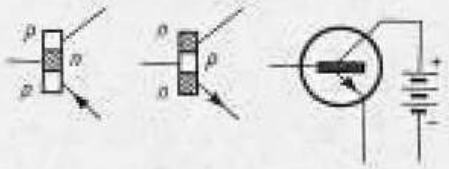


Fig. 6-19. — Dans le cas d'un transistor n-p-n, la tension du collecteur est positive. Un tel transistor se comporte exactement comme une lampe au point de vue tension.

6-20. — Transistors « complémentaires ».

Les physiciens en semiconducteurs ont créé des paires de transistors, appelés « complémentaires », consistant en un type *p-n-p* et un type *n-p-n* exactement de mêmes valeurs.

Ces transistors permettent la réalisation de circuits extrêmement simples, comme celui de l'amplificateur à deux étages de la figure 6-20. Le collecteur du premier transistor commande directement la base du second, et le nombre des composants nécessaires est réduit au minimum.

Actuellement, l'usage de ces transistors est encore peu répandu, car non seulement l'obtention de deux types possédant les mêmes caractéristiques est difficile, mais il est plus difficile encore de retrouver ces mêmes caractéristiques dans des fabrications de séries différentes.

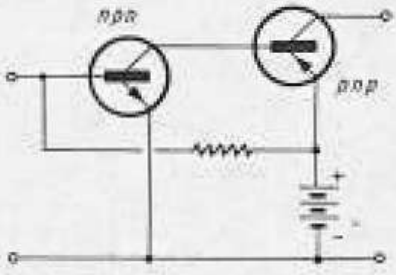


Fig. 6-20. — Au moyen de transistors complémentaires on réalise des circuits amplificateurs extrêmement simples.

6-21. — Transistors à base diffusée.

Bien que la couche de type *n* constituant la base d'un transistor normal soit très mince, les trous provenant de l'émetteur mettent un certain temps pour la traverser avant de parvenir au collecteur (fig. 6-21 *a*).

Lorsqu'une tension très haute fréquence (≃ 100 MHz, par exemple) est appliquée entre base et émetteur, sa polarité aura déjà été inversée sur la base, avant que les trous aient atteint le collecteur. Le courant de collecteur subira, par rapport à la tension de commande, un retard d'autant plus grand que la fréquence sera plus élevée.

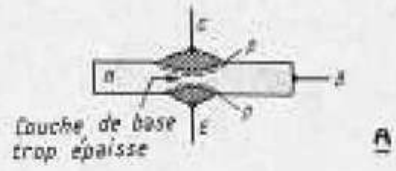
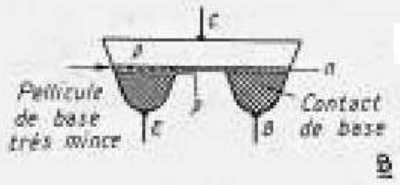


Fig. 6-21. — a) Structure d'un transistor. La base est une plaque solide de germanium, les zones base et collecteur sont obtenues par alliage.



b

Fig. 6-21. — b) Transistor à diffusion : la très mince couche de base est obtenue par pénétration du matériau n dans la plaquette constituant le collecteur, l'émetteur E étant constitué par une deuxième couche mince de type p.

Cela nuit considérablement à l'amplification, et augmente les difficultés de réalisation de récepteurs V. H. F. à transistors.

On est parvenu à les diminuer en réalisant une base extrêmement mince au moyen d'un procédé qui porte le nom de *diffusion*. Sur une plaquette de germanium *p* sont disposées deux minuscules billes d'alliage de germanium *n* qui sont traitées thermiquement de façon qu'elles « diffusent » dans la plaquette de type *p* une couche *n*, de quelques millièmes de millimètres d'épaisseur, couche qui constituera la base.

L'une de ces billes représente le contact de la base, l'autre, produisant en outre une mince couche de type *p* (fig. 6-21 *b*), représente le contact d'émetteur.

C'est d'après ce principe que sont fabriqués les transistors spéciaux pour V. H. F.

CHAPITRE **7**

Les Tubes

Le principe fondamental de la technique des lampes repose, ainsi que nous l'avons déjà vu brièvement dans le paragraphe 5-14, sur l'émission et le déplacement d'électrons dans un espace vide d'air.

Il faut donc tout d'abord provoquer leur extraction de la matière conductrice. Elle est obtenue en portant le conducteur — la cathode incandescente — à une température élevée au moyen d'une tension de chauffage.

Les électrons, en quelque sorte « vaporisés », entourent d'abord la cathode d'une sorte de nuage électronique : la charge d'espace. Pour les attirer sur une autre électrode, il est nécessaire d'y créer une différence de potentiel : c'est là qu'intervient la tension anodique.

Leur flux est commandé par une autre tension, la tension de grille, *dont l'action est déterminante sur l'amplification.*

La technique des lampes compte une cinquantaine d'années d'existence, et durant cette période des expressions et symboles ont été établis. Ce sont eux que nous emploierons ici, bien qu'aujourd'hui, par analogie avec la technique des transistors, les symboles employés dans les quadripôles seraient plus indiqués.

CONSTITUTION DES TUBES

7-1. — Cathode à chauffage direct.

Dans l'ensemble d'électrodes se trouvant à l'intérieur de l'ampoule vide d'air, la cathode représente l'élément fondamental. Dans les lampes à chauffage direct, elle consistait en un filament incandescent, analogue à celui des lampes d'éclairage, simple fil de tungstène très fin recouvert d'*oxyde de baryum*, matière dont le pouvoir émissif est très grand (fig. 7-1).

Les lampes à chauffage direct étaient employées dans les récepteurs portatifs et alimentées par piles sèches ou accumulateurs rechargeables. On fabriquait alors, déjà avec une très faible puissance de chauffage, par exemple 1,2 V × 0,025 A = 0,03 W, des lampes-batterie. Depuis l'avènement des transistors, ces lampes sont devenues inutiles.

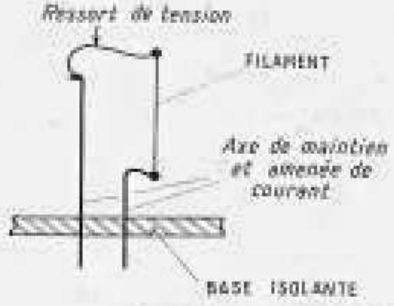


Fig. 7-1. — Disposition du filament dans un tube à chauffage direct.

7-2. — Cathode à chauffage indirect.

Dans les lampes à chauffage indirect, la couche de baryum est fixée sur un tube

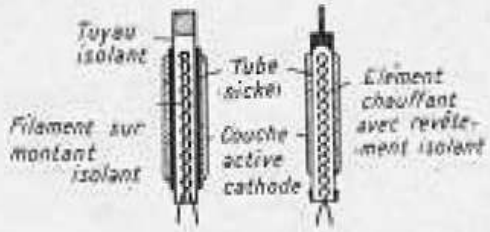


Fig. 7-2. — Structures de cathodes à chauffage indirect.

de nickel, à l'intérieur duquel, isolé, se trouve le filament. La surface de la cathode est ainsi chauffée par le rayonnement de la chaleur émise par le filament. Celui-ci est, soit enroulé sur un bâtonnet de matière réfractaire et isolante, et placé dans un petit tube en céramique, soit enroulé sur lui-même, et noyé dans une matière isolante (fig. 7-2).

Le chauffage indirect donne à l'ensemble une certaine inertie thermique. Les variations de tension et de température du filament n'agissent pas directement sur la cathode, et même avec un chauffage en courant alternatif, on obtient une émission d'électrons parfaitement régulière. C'est donc uniquement cette disposition qui est employée pour les lampes chauffées en courant alternatif, car les cathodes à chauffage direct provoqueraient un fort ronflement.

7-3. — Grille et anode.

L'*anode* entoure la cathode sous la forme d'un tube constitué par une feuille de métal ou un treillis métallique, isolé, et qui peut être de forme ronde, rectangulaire ou ovale.

Entre cathode et anode, se trouvent une ou plusieurs *grilles*, isolées les unes des autres, et constituées par des enroulements hélicoïdaux, dont les spires sont maintenues par des tiges longitudinales, ou, dans les lampes pour V. H. F., fortement tendues et rigides, puis soudées.

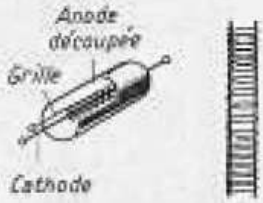


Fig. 7-3. — Système élémentaire d'une triode (à gauche) et grille d'un tube dit à pente variable (à droite).

Dans certains types de lampes, dites à *pente variable*, une partie des spires est enroulée avec un « pas » plus large (fig. 7-3).

L'ensemble des électrodes est solidement relié par des supports de verre, de mica ou de céramique. Les cathodes à chauffage direct, sont fortement tendues par des étriers, et ceux-ci sont soudés après leur montage dans l'ampoule.

L'air contenu dans celle-ci est ensuite pompé par le « queusot de pompage » qui est coupé et soudé. Puis, le « getter », petite pastille d'oxyde de baryum, qui a été placée dans l'ampoule à cette intention, est vaporisé par une source extérieure, améliorant le vide obtenu par pompage en déposant sur la paroi interne une couche métallique blanchâtre, qui fixe les restes de gaz.

7-4. — Classification des lampes.

Les lampes n'ayant qu'une anode et une cathode sont employées au redressement des tensions alternatives. Lorsqu'elles ont en plus une ou plusieurs grilles, elles servent à l'obtention et à l'amplification de ces mêmes tensions.

En général, les noms donnés aux lampes, on dit aussi « *tubes* », dérivent du nombre total de leurs électrodes, ou du nombre et de la destination de leurs grilles ; toutefois, le filament ne participant pas directement au fonctionnement, ses connexions ne sont pas comptées comme électrodes.

Dans une même ampoule se trouvent souvent réunis plusieurs ensembles indépendants.

Les différents types de lampes européennes sont désignés par des groupes de lettres et de chiffres, qui indiquent leur tension de chauffage et leur emploi. Les principales abréviations employées pour les lampes radio sont données dans le tableau ci-dessous.

	1re lettre		Lettres suivantes
Chauffage direct par batterie 1,25 à 1,4 V	D	Diode	A
		Double diode	B
		Triode	C
Chauffage indirect 6,3 V pour récepteur sur secteur alternatif	E	Pentode H. F.	F
		Hexode	H
Courant de chauffage = 300 mA, pour téléviseur	P	Pentode finale B. F.	L
		Indicateur d'accord	M
Chauffage indirect série, courant = 100 mA, pour récepteur « tous courants »	U	Redresseurs haute tension monoalternance	Y
		double alternance	Z

Les chiffres indiquent le culot et le développement de la série (plus le chiffre est élevé, plus la lampe est récente).

Actuellement, les séries en cours sont :

Culot *Noval* = 9 broches : de 80 à 89.

Culot *Miniature* = 7 broches : de 90 à 99.

EXEMPLE.

EABC 80 = Tube pour récepteur secteur alternatif, tension de chauffage 6,3 V, comprenant : 1 diode, 1 double diode, 1 triode.

ECH 81 = Tube pour récepteur secteur alternatif, tension de chauffage 6,3 V, comprenant : 1 triode, 1 hexode.

PCL 82 = Tube pour récepteur de télévision, courant de chauffage 300 mA, comprenant : 1 triode, 1 pentode finale B.F.

Désignation internationale	Désignation d'après le nombre ou l'emploi des grilles
Diode	
Triode	
Tétrode	Bigrille ou lampe à écran
Pentode	Trigrille
Hexode	Quatre grilles - Changeuse de fréquence
Heptode	Cinq grilles - Changeuse de fréquence
Octode	Six grilles - Changeuse de fréquence

7-5. — Désignation des électrodes. Symboles.

Des lettres « minuscules » désignent les électrodes : filament = f, cathode = k, anode = a, ou p (pour plaque). Les grilles sont, en plus, numérotées depuis la cathode :

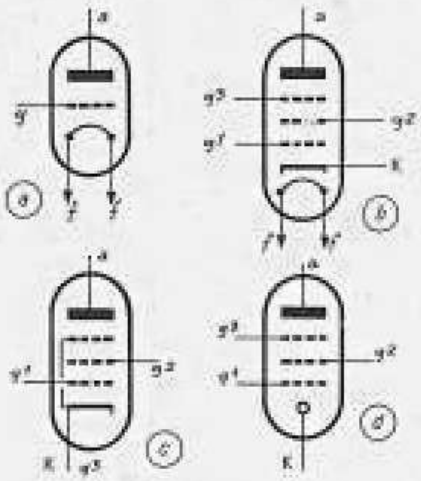


Fig. 7-5. — Représentation symbolique des tubes.

Fig. 7-6. — Structure d'un tube avec embase en verre pressé.

LA TRIODE

La grille 1 : g_1, est la *grille de commande*, car c'est elle qui fixe l'intensité du courant électronique circulant dans la lampe. La grille 2 : g_2, est nommée *grille-écran*, car elle régularise le courant et sert de blindage entre grille et anode.

La grille 3 : g_3, est appelée *grille suppresseuse*. Elle bloque certains phénomènes perturbateurs prenant souvent naissance dans les lampes à deux grilles, et elle est souvent reliée à la cathode à l'intérieur de la lampe.

Symboles employés dans les schémas pour représenter les lampes :

Triode à chauffage direct : figure 7-5 *a* ;
Pentode à chauffage indirect : figure 7-5 *b*, g_3 non reliée à l'intérieur ;
La même simplifiée : figure 7-5 *c*, g_3 reliée à l'intérieur ;
Pentode à chauffage indirect : figure 7-5 *d*, cathode représentée de façon simplifiée.

7-6. — Forme de l'ampoule et culot.

La base de l'ampoule est une rondelle de verre pressé, dans laquelle sont immobilisées les broches de contact extérieures, disposées circulairement, qui, dans leurs prolongements intérieurs servent également aux électrodes.

Les séries standards de tubes comportent des culots à 7 broches (série « *Miniature* ») et à 9 broches (série « *Naval* »). L'ampoule est de forme cylindrique et porte au sommet une pointe qui a été fermée après pompage. (Les diodes et redresseurs ont été examinés au chapitre 5.)

7-7. — Action de la grille.

Le point de référence des tensions de service des lampes est toujours la cathode. Par rapport à elle, la grille reçoit une tension négative faible, et la plaque, ou anode, une tension positive élevée. Il se forme donc deux différences de potentiel à l'intérieur de la lampe.

La tension positive de l'anode engendre, comme dans les redresseurs, un courant anodique, tandis que la tension négative de grille a un sens et une action inverses : elle force au retour vers la cathode une partie du flux électronique, et, par conséquent, tend à diminuer le courant d'anode, et cela proportionnellement à sa valeur

propre. Plus elle est négative, plus le courant diminue : ainsi une tension appliquée à la grille peut commander l'intensité du courant anodique.

Cette tension ne doit jamais être positive ; la grille se comportant alors comme une anode, un courant prendrait naissance dans le circuit, et apporterait une forte perturbation au fonctionnement normal de la lampe.

La triode nécessite donc 3 tensions :

1. La tension de chauffage du filament V_f, qui peut être fournie par le secteur ou par batterie.
2. La tension anodique V_a, engendrant le courant d'anode.
3. La tension de polarisation de grille V_g, permettant le contrôle du courant d'anode.

Ces tensions sont, pratiquement, presque toujours fournies par le secteur.

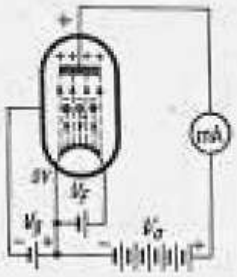


Fig. 7-7. — Tensions de service d'une triode.

7-8. — Caractéristique de grille. Pente.

La caractéristique de tension de grille, ou courbe I_a/V_g, est obtenue en faisant varier V_g par paliers et en relevant les valeurs de I_a correspondantes, en maintenant V_a stable.

Cette courbe démontre que, lorsqu'on diminue la tension négative de grille V_g, le courant anodique I_a s'élève d'une quantité assez importante : une petite variation de V_g crée donc une variation plus grande de I_a.

La différence de courant anodique créée par une variation de 1 V de la tension de grille porte le nom de *pente* de la caractéristique, ou *transconductance*. Elle est désignée couramment par la lettre S et donnée pour le centre de la caractéristique. Dans la figure 7-8, la pente est de 2 mA pour 1 V grille, soit 2 mA/V.

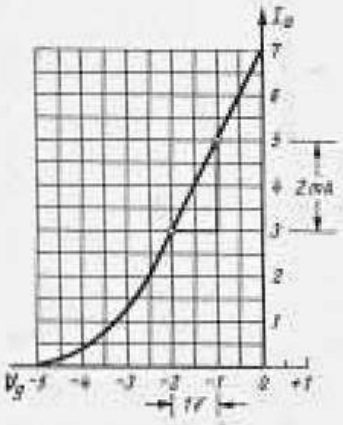


Fig. 7-8. — Explication de la caractéristique de la tension de grille (pente).

Lorsque la mesure pour 1 V est trop imprécise, on relève les variations de I_a pour deux tensions V_g écartées de 10 V, et l'on divise la valeur de la différence par 10. Généralement :

$$\text{Pente} = \frac{\text{Variation du courant anodique}}{\text{Variation de tension de grille}}$$

pour une tension anodique V_a constante, soit :

$$S = \frac{\Delta I_a}{\Delta V_g} \text{ mA/V (pour } V_a \text{ constant).}$$

La pente est une grandeur importante qui permet de juger la qualité d'une lampe.

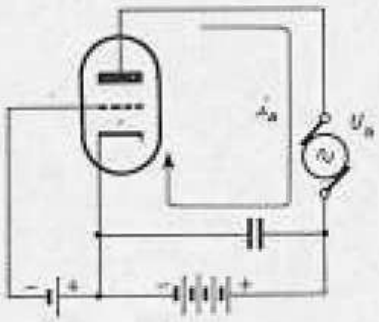


Fig. 7-9. — Détermination de la résistance interne d'un tube au courant alternatif.

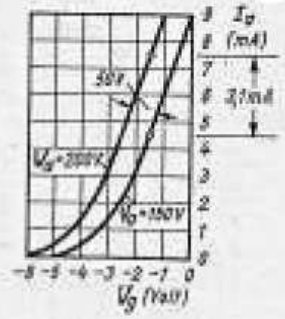


Fig. 7-10. — Détermination de la résistance interne au moyen de deux courbes caractéristiques de tension de de grille.

7-9. — Résistance interne.

Lorsqu'une source de tension alternative est connectée au circuit d'anode d'une lampe, et lorsqu'un condensateur de valeur élevée, découplant la source de tension continue (fig. 7-9), lui offre un chemin de retour vers la cathode, cette tension alternative u_a donne naissance à travers la lampe à un courant alternatif i_a qui se superpose au courant continu I_a.

L'espace cathode-anode présente alors au courant alternatif une résistance, nommée *résistance interne* R_i ou ρ (rô), dont la grandeur, variable selon le type de lampe, est pratiquement indépendante de la fréquence.

R_i n'a rien de commun avec la résistance en courant continu présentée par la lampe à la tension d'anode, et ne peut pas par conséquent être mesurée avec des moyens ordinaires, comme, par exemple, la mesure du courant anodique continu I_a.

7-10. — Détermination de Ri.

Une tension V_a plus élevée que celle de la figure 7-8 donne une courbe parallèle à la première, avec des valeurs de courant plus élevées, car le nombre d'électrons attirés sur l'anode a augmenté (fig. 7-10). Ces deux courbes vont permettre de déterminer la valeur de R_i.

Exemple. — Lorsqu'une tension alternative de, par exemple, 25 V de crête est mise en série avec une tension anodique V_a de 175 V, celle-ci varie de 175 — 25 — 150 V à 175 + 25 = 200 V. Elle oscille donc, entre les deux courbes, de 150 à 200 V (fig. 7-10).

Avec une tension négative de grille de — 1,5 V on obtient les valeurs suivantes :

$V_a = 200$ V	$I_a = 7{,}6$ mA
$V_a = 150$ V	$I_a = 4{,}5$ mA
$\Delta V_a = 50$ V	$\Delta I_a = 3{,}1$ mA

La variation de tension de 50 V a entraîné une variation de courant de 3,1 mA. Ces chiffres permettent de calculer la valeur de R_i (loi d'Ohm) :

$$R_i = \frac{\Delta V_a}{\Delta I_a} = \frac{50 \text{ V}}{3{,}1 \text{ mA}} = 16 \text{ k}\Omega$$

(pour V_g constante)

R_i est la seconde valeur importante pour la détermination des propriétés d'une lampe.

7-11. — Point de fonctionnement.

S et R_i permettent d'apprécier les principales propriétés des lampes, aussi sont-elles indiquées dans toute table ou notice technique les concernant.

Une troisième grandeur caractéristique est le coefficient d'amplification inverse G, qui permet de fixer l'allure des courbes pour diverses tensions d'anode. Elle correspond à la formule :

$$G = \frac{\Delta V_g}{\Delta V_a} \quad \text{(pour } I_a = \text{constant)}$$

Mais cette grandeur n'est pas très expressive, et pratiquement on utilise son inverse :

$$\frac{1}{G} = \frac{\Delta V_a}{\Delta V_g} = \mu$$

qui est nommé *coefficient d'amplification* μ, car il donne l'amplification de tension maximale de la lampe.

En service normal, et pour une tension anodique V_a déterminée, une tension continue fixe, appelée *tension de polarisation*, est appliquée à la grille. Pour cette tension V_g, il circule un courant anodique, appelé *courant de repos*, dont la valeur correspond à un point situé généralement au centre d'une partie rectiligne de la caractéristique : c'est le *point de fonctionnement*.

Les tensions V_a et V_g, le courant de repos, ainsi que la pente S, permettent ensemble d'en fixer la position sur la courbe.

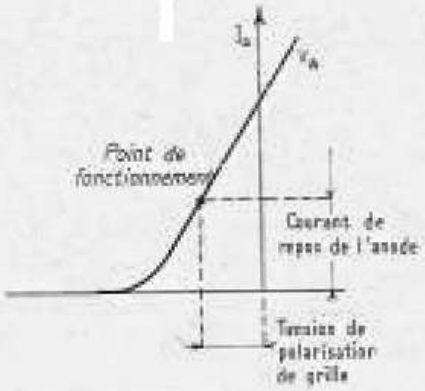


Fig. 7-11. — Point de fonctionnement d'un tube sur la caractéristique de tension de grille.

7-12. — Diagramme de tension anodique, ou réseau I_a/V_a d'une triode.

Pour établir ce diagramme, il est nécessaire de relever une série de courbes, correspondant chacune à une tension de polarisation V_g fixe, avec des valeurs de tension anodique croissantes.

Toutes ces courbes montent rapidement vers la droite, car V_a, en s'élevant, donne un courant I_a de plus en plus élevé. Leur inclinaison permet la mesure de R_i :

$$R_i = \frac{\Delta V_a}{\Delta V_g} \quad \text{(voir fig. 7-10)}$$

Cette pente rapide des courbes de triodes dénote une faible résistance interne R_i. Par exemple, pour les types suivants : ECC 81 $\simeq$ 10 kΩ ; EC 92 $\simeq$ 12 kΩ ; ECC 83 $\simeq$ 60 kΩ.

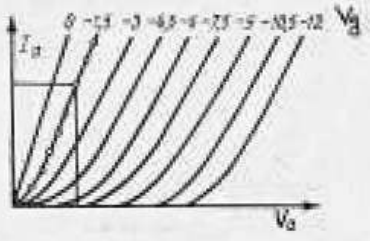


Fig. 7-12. — Diagramme des tensions anodiques dans une triode.

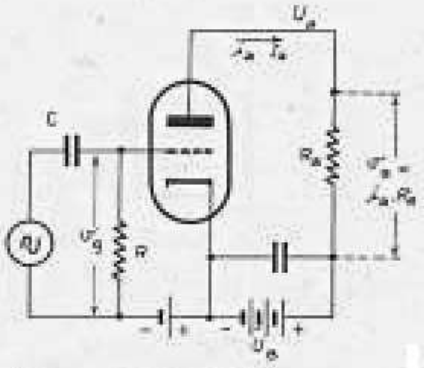


Fig. 7-13. — Chute de tension sinusoïdale aux bornes d'une résistance dans le circuit d'anode.

LES TUBES A PLUSIEURS GRILLES

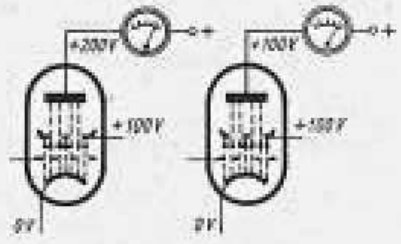


Fig. 7-14. — Stabilisation du courant anodique, sous une tension irrégulière d'anode, par l'action de la grille-écran.

7-13. — Résistance d'anode et amplification.

La tension alternative v_g est transmise à la grille de commande par le condensateur C (fig. 7-13), la tension de polarisation V_g par la résistance R.

Le courant alternatif correspondant i_a crée aux bornes de la résistance R_a du circuit d'anode une tension alternative v_a, qui est plus élevée que v_g dont elle est issue. Le rapport v_a/v_g est l'amplification A, ou gain G, de la lampe.

A indique combien de volts de tension alternative de sortie on obtient pour une tension alternative de grille de 1 V. Ainsi, A = 20 signifie qu'une tension d'entrée de 1 V produit une tension de sortie de 20 V. L'amplification augmente avec S et la valeur de R_a, car courant et tension alternatifs sont alors plus élevés. Par contre, elle diminue avec R_i, car celle-ci est connectée en parallèle sur R_a :

$$A = S \times \frac{R_i \times R_a}{R_i + R_a} \text{ (en mA/V et k}\Omega\text{)}.$$

R_a peut être une impédance, par exemple un transformateur ou un circuit oscillant.

7-14. — Le rôle de la grille-écran.

Dans les triodes, un courant anodique I_a élevé, donne une tension d'anode V_a faible. En se freinant lui-même, il réduit l'amplification.

Aussi, utilise-t-on une *grille-écran*, ou *écran*, placée entre l'anode et la grille de commande et portée à un potentiel positif dont la valeur se situe entre la moitié et la totalité de la tension d'anode. Comme l'écran est plus près de la cathode que l'anode il exerce une attraction constante sur les électrons, régularisant ainsi le flux électronique.

Une partie des électrons s'arrête sur l'écran, mais la majorité d'entre eux en traverse les mailles, et se rend sur l'anode où elle joue son rôle normal d'amplification. I_a devient alors presque indépendant de V_a : une forte variation de V_a ne produit plus qu'une légère variation de I_a, sur la valeur de laquelle la chute de tension créée par la résistance R_a n'a plus aucune influence.

Il est donc possible d'utiliser pour R_a des valeurs plus élevées, et d'obtenir ainsi des tensions alternatives plus fortes, et, par conséquent, une amplification plus grande.

7-15. — La grille suppresseuse.

Le flux d'électrons arrivant sur l'anode à une très grande vitesse, et la frappant avec force, arrache de sa surface de nouveaux électrons, comme une pluie battante soulève de nouvelles gouttes de la surface d'une nappe d'eau.

Lorsque, pendant ses alternances négatives, la tension d'anode diminue, la grille-écran, devenue plus positive que l'anode, attire à elle ces électrons, appelés *électrons secondaires*. De ce fait, les électrons quittant l'anode sont plus nombreux que ceux qui y arrivent, et, par conséquent, le courant i_a ne suit plus exactement les variations de la tension alternative de grille v_g.

Mais une troisième grille, placée entre anode et grille-écran, et mise au potentiel zéro, repousse cette *émission secondaire* sur l'anode, et en supprime complètement l'action, tout en laissant, par contre, le passage libre aux électrons émis par la cathode. Cette grille est nommée *suppresseuse*, ou suppressor.

Elle améliore si bien le fonctionnement des tétrodes que toutes les lampes modernes destinées à l'amplification H. F. en sont munies. Par contre, dans certains types de lampes B. F., une forme particulière donnée à la grille-écran, ainsi que son éloignement de l'anode, diminuent l'action de l'émission secondaire et permettent d'omettre la grille suppresseuse.

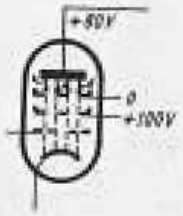


Fig. 7-15. — Arrêt des électrons secondaires vers la grille-écran par interposition d'une grille de suppression.

7-16. — Résistance interne et amplification des pentodes.

Dans les pentodes, comme dans les tétrodes, les différentes tensions d'anode V_a n'apportent que peu de variation au courant anodique I_a. Les courbes du réseau I_a/V_g, ou diagramme de tension de grille, sont donc très rapprochées (fig. 7-16). La formule permettant d'obtenir R_i étant toujours :

$$R_i = \frac{\Delta V_a}{\Delta I_a}.$$

La valeur ΔI_a étant ici très faible, la résistance interne R_i des pentodes H. F. atteint 500 kΩ à 2 MΩ. Aussi, dans la formule de l'amplification A :

$$A = S \times \frac{R_a \times R_i}{R_a + R_i}$$

il n'est pas nécessaire de tenir compte de

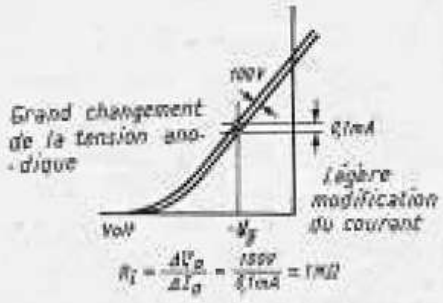


Fig. 7-16. — L'influence réduite des changements de tension anodique dénote une forte résistance interne du tube.

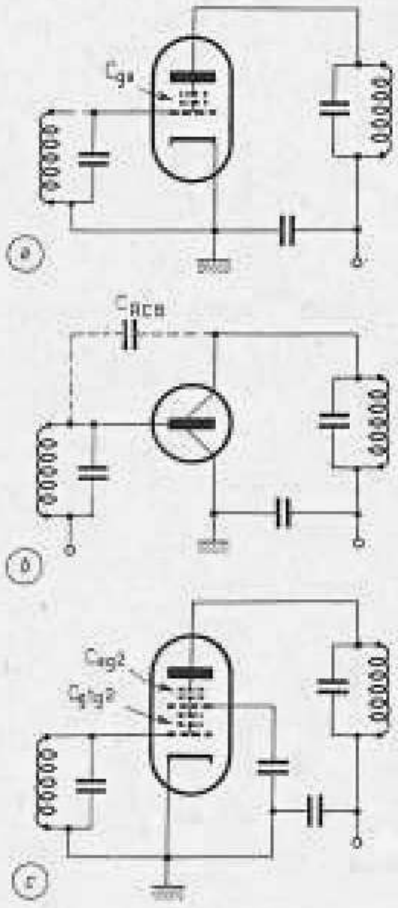


Fig. 7-17. — Couplage de deux circuits par la capacité grille-plaque d'une triode (a et b). **Découplage par une grille-écran** (c).

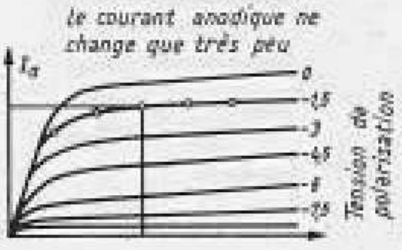


Fig. 7-18. — Diagramme des tensions anodiques d'une pentode.

R_l, sa mise en parallèle sur la résistance extérieure R_a ne modifiant pas sensiblement la valeur de celle-ci. La formule ci-dessus s'en trouve simplifiée, et devient :

$$A = S \times R_a \text{ (en mA et k}\Omega\text{)}.$$

7-17. — Capacité grille-anode.

La capacité C_{ag} existant entre grille et anode d'une triode est de quelques picofarads. Si les circuits de grille et d'anode comprennent un circuit oscillant, ces derniers vont se trouver couplés à travers C_{ag}, alors qu'ils devraient être soigneusement séparés l'un de l'autre. L'introduction d'une grille-écran divise la capacité grille-anode en deux parties : C_{g1g2}, de la grille-écran à la grille de commande, et C_{ag2}, de la grille-écran à l'anode.

La grille-écran étant, au point de vue du courant alternatif, découplée à la masse par un condensateur, C_{g1g2}, qui est parallèle au circuit oscillant de grille, se trouve mise à la masse par le condensateur de découplage d'écran. C_{ag2}, qui est en parallèle sur le circuit oscillant d'anode, se trouve également mise à la masse par ce même condensateur. Il n'existe plus de capacité directe appréciable entre grille et anode.

Cet effet d'écran, d'où est tiré le nom de cette grille, doit être évidemment maintenu dans les circuits associés à la lampe, les connexions de grille et d'anode étant maintenues éloignées l'une de l'autre, et les bobinages parfaitement blindés.

Dans les transistors, la capacité de réaction C_{BCB} collecteur-base provoque les mêmes difficultés, mais actuellement, il n'existe pas de transistor à grille-écran. C_{BCB} doit donc être neutralisée par un circuit extérieur approprié. Ce sujet sera traité au chapitre 10.

Les pentodes possèdent donc, au point de vue montage, un avantage certain sur les semiconducteurs et les triodes.

7-18. — Diagramme de tension anodique, ou réseau I_a/V_a, d'une pentode.

Ce réseau se différencie nettement de celui des triodes. Les courbes s'élèvent d'abord très rapidement, puis demeurent presque horizontales malgré l'augmentation croissante de la tension anodique (fig. 7-18).

Une des propriétés conférées aux lampes par la grille-écran est donc de maintenir presque stable le courant I_a malgré de fortes variations de V_a.

Enfin, à la zone de fonctionnement, située dans la partie à faible inclinaison de la courbe, correspond une résistance interne R_i élevée : 30 à 50 kΩ pour les pentodes B. F., et 500 kΩ à 2 MΩ pour les pentodes H. F.

Le réseau I_a/V_a de la pentode ressemble au diagramme de tension de collecteur du transistor, bien que celui-ci n'aie pas de grille-écran (fig. 6-7).

7-19. — Comparaison entre lampes et transistors.

Du mode de fonctionnement, ainsi que du circuit équivalent de la lampe, il résulte que :

a) la lampe, n'exigeant aucun courant de commande, ne dissipe aucune puissance de commande dans le circuit de grille, une tension lui suffit ; l'impédance d'entrée réelle, étant égale à la résistance de l'espace cathode-grille, demeure stable à toutes les fréquences, de la B. F. aux V. H. F. ; on peut donc pratiquement ne pas en tenir compte ; la capacité grille-cathode, n'étant que de quelques pF, peut être englobée dans le circuit d'entrée ;

b) la grille ne recevant aucun courant de l'anode, ou, exprimé plus clairement, grille et anode étant mutuellement isolées et blindées, aucune réaction ne peut se former, même en H. F. Comme dans un relais télégraphique, le circuit de sortie peut recevoir une charge plus ou moins élevée sans influencer le circuit d'entrée ;

c) la capacité grille-anode C_{ga} ne produit un effet de réaction que vers les très hautes fréquences ;

d) la résistance interne peut être figurée en série avec le générateur interne fournissant la tension alternative amplifiée d'anode ;

QUADRIPOLE EQUIVALENT DU TUBE

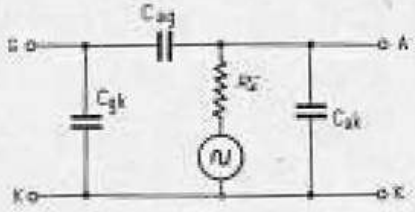


Fig. 7-19. — Circuit équivalent quadripôle d'un tube.

e) la capacité de sortie (C_{ak} (anode-cathode) n'étant, comme celle d'entrée, que de quelques picofarads, est également englobée dans le circuit correspondant ;

f) les impédances d'entrée et de sortie des lampes étant très élevées, les circuits oscillants peuvent y être couplés fortement sans amortissement notable ; l'adaptation n'est nécessaire que pour les lampes de puissance ;

TUBE		TRANSISTOR
Pente S	$= \frac{\Delta I_a}{\Delta V_g}$	$y_{21} = \frac{i_2}{u_1}$
Résistance interne R_i	$= \frac{\Delta V_a}{\Delta I_a}$	$r_2 = \frac{u_2}{i_2}$ ou conductance de sortie $h_{22} = \frac{i_2}{u_2}$
Coefficient d'amplif. inverse G	$= \frac{\Delta V_g}{\Delta V_a}$	$y_{12} = \frac{i_1}{u_2}$ pente inverse
Coefficient d'amplification μ (de tension)	$= \frac{\Delta V_a}{\Delta V_g}$	$h_{21} = \frac{i_2}{i_1}$ amplification de *courant*
Capacité grille-anode	$= C_{ga}$	C_{RCM} = capacité de réaction

g) enfin, les caractéristiques des lampes, ainsi que leurs capacités propres, sont pratiquement constantes et indépendantes du courant anodique.

Dans toutes les représentations de lampes nous avons employé, conformément aux tableaux usuels, les notations utilisées depuis des dizaines d'années :

S, μ, R_i ou ρ, ΔV_g, ΔV_a et ΔI_a.

Toutefois, le terme *tube* remplace généralement celui de lampe.

Si l'on veut considérer le tube comme un quadripôle amplificateur, il est utile de faire correspondre à ces notations, celles utilisées dans les quadripôles équivalents (voir page précédente).

Les expressions suivantes ont donc pour correspondance : $\Delta V_g = u_2$, $\Delta V_a = u_2$, $\Delta I_a = i_2$. Par contre i_1 n'a pas d'équivalent, les lampes ne nécessitant pas de courant de commande ΔI_g.

LES TUBES SPECIAUX

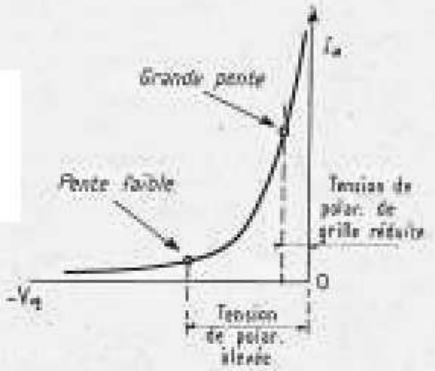


Fig. 7-20. — Changement du taux de pente entraînant des modifications du facteur d'amplification d'un tube.

7-20. — Les lampes à pente variable.

Ces lampes sont des pentodes dont la pente de la caractéristique a été rendue variable par modification de la distance entre spires d'une partie de l'enroulement constituant la grille de commande (fig. 7-3). Avec différentes valeurs de la tension de polarisation V_g, on peut faire varier l'amplification totale d'un récepteur, grâce à la relation $A = S \times R_c$ (paragraphe 7-16).

Lorsque la tension alternative de grille v_g est faible, c'est-à-dire lorsque l'émission reçue est faible, la lampe fonctionne avec la tension V_g minimale correspondant à une grande pente S, donc à une forte amplification. Mais dès que v_g augmente, l'augmentation correspondante de la polarisation V_g déplace le point de fonctionnement et le porte sur une partie moins inclinée de la courbe (fig. 7-20), l'amplification est réduite, et ainsi, malgré la tension d'entrée plus élevée, la puissance sonore demeure égale.

Les tensions de polarisation correspondant aux puissances différentes des émissions reçues, sont obtenues automatiquement grâce à un dispositif de régulation appelé C.A.G. (*commande automatique de gain*).

7-21. — Les lampes changeuses de fréquence.

Quand, sur le parcours des électrons, une grille supplémentaire est ajoutée dans

une lampe, et quand une tension alternative y est appliquée, le courant électronique est, par conséquent, commandé deux fois.

Si l'on applique à chacune de ces deux grilles de commande une tension de fréquence différente, les fréquences se trouvent mélangées, et, en plus des fréquences initiales, deux bandes de fréquences latérales $f_1 - f_2$ et $f_1 + f_2$ prennent naissance dans le circuit anodique. Ce fait est utilisé dans les récepteurs à *changement de fréquence*, ou *superhétérodynes*.

La fréquence de réception f_1 est transmise à la grille de commande normale g_1, et une fréquence fixe f_2, à la *grille auxiliaire* g_3 (fig. 7-21). Ces deux grilles sont séparées par une grille-écran g_2, afin d'éviter tout couplage capacitif entre elles. Les tubes changeurs de fréquence ont donc au moins quatre grilles, mais les deux grilles-écrans sont réunies à l'intérieur.

Le flux d'électrons étant commandé deux fois (par deux grilles différentes) ce mode de changement de fréquence est dit *multiplicatif*.

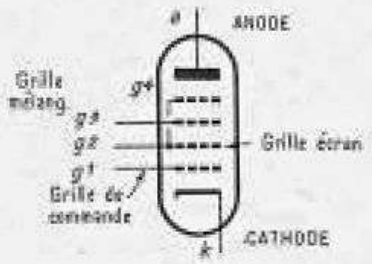


Fig. 7-21. — Principe de l'hexode-mélangeuse

7-22. — Hexode changeuse de fréquence.

Les tubes changeurs de fréquence possédant au moins six électrodes (4 grilles, 1 anode et 1 cathode) sont donc, généralement, des hexodes.

La triode chargée d'engendrer l'*oscillation locale* f_2 est presque toujours dans la même ampoule que l'hexode. Sa grille est connectée, soit directement à l'intérieur du tube, soit à l'extérieur, à la grille auxiliaire g_3, ou *grille modulatrice*, qui transmet ainsi à l'hexode la *fréquence locale*. Lampes de ce genre : ECH 42, ECH 81, ECH 83, etc., ou triode-hexode.

La pente de la grille de commande de l'hexode est variable, et permet par conséquent, la commande de l'amplification.

Dans les notices techniques, la pente S est, pour les lampes changeuses de fréquences, remplacée par la *pente de conversion* S_c, qui indique la valeur en mA du courant alternatif I_a de fréquence égale à la différence de $f_1 - f_2$, ou *moyenne fréquence*, ou encore *fréquence intermédiaire*, apparaissant à l'anode de l'hexode, pour une tension alternative de grille v_g de 1 V :

$$S_c = \frac{\Delta I_a f_i}{\Delta v_{g1}} \text{ (en mA/V, pour } V_a \text{ constante).}$$

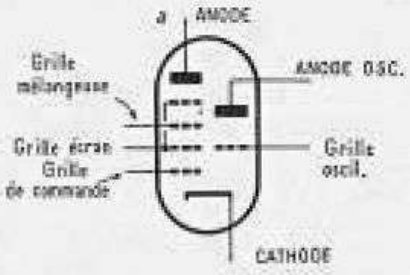


Fig. 7-22. — Systèmes oscillateur et mélangeur dans la même lampe.

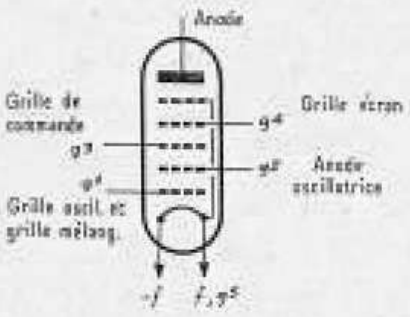


Fig. 7-23 — Heptode à chauffage direct.

7-23. — La triode-heptode.

Dans ce type, la triode oscillatrice et l'heptode modulatrice, ou *mélangeuse*, sont placées l'une derrière l'autre sur le même parcours d'électrons. Exemple : tubes DK 92 et DK 96. L'anode oscillatrice g_5, qui est en réalité une grille, est constituée par deux simples tiges verticales. La grille oscillatrice g_3 sert en même temps de grille modulatrice, et la grille de commande g_1 (fig. 7-23) est à pente variable.

Les notices techniques présentent les grilles numérotées dans l'ordre, en partant de la cathode. C'est ce qui a été fait dans les figures 7-21 à 7-23, avec, en plus, l'indication de leurs fonctions.

Les heptodes DK 92 et DK 96 ne se rencontrent plus que dans d'anciens récepteurs portatifs fonctionnant sur batterie. Bien auparavant, on avait déjà construit des octodes à chauffage indirect comportant six grilles placées à la suite, soit au total, huit électrodes.

7-24. — Indicateur d'accord à chauffage direct.

Pour l'affichage de l'accord exact sur un émetteur, ou du réglage correct d'un magnétophone ou amplificateur, on emploie des *indicateurs d'accord*.

Dans ces indicateurs, le flux d'électrons frappe un écran fluorescent, sur lequel leur action forme, comme sur un écran de téléviseur, une surface lumineuse qui peut être plus ou moins étendue. Leur commande est également effectuée par une tension négative de grille (fig. 7-24 *a*).

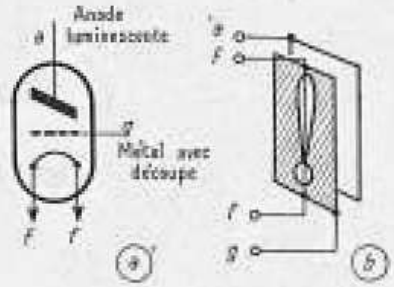


Fig. 7-24. — Tube indicateur d'accord à chauffage direct.
a) Représentation schématique.
b) Disposition des électrodes.

Les tubes DM 70 et DM 71 sont des triodes chauffées par batterie, et constituées par des électrodes planes : la grille est une plaquette métallique comportant une découpe en forme de point d'exclamation ; devant cette ouverture se trouve le filament, tandis que l'anode, recouverte d'une couche fluorescente, est placée derrière (fig. 7-24 *b*). La face avant du dispositif forme la cathode.

Lorsque la tension négative de grille est faible, le flux des électrons peut passer par l'ouverture tout entière, et dessiner ainsi sur l'écran la forme lumineuse complète de celle-ci. Mais une tension négative plus élevée appliquée à la grille bloque le passage aux électrons tout d'abord dans la partie la plus étroite de l'ouver-

ture, ne les laissant passer que dans la partie plus large, et la hauteur de l'image lumineuse diminue (l_1 et l_2 de la figure 7-24 *c*).

Le diagramme de tension de grille des indicateurs d'accord (fig. 7-24 *c*) comporte, à la place du courant d'anode, l'indication en mm de la hauteur de l'image lumineuse.

Celle-ci dépend de la tension de grille, de la tension anodique, et aussi de la polarité du point de référence de la tension de grille, polarité déterminée par la connexion au pôle négatif, ou au pôle positif de la tension de chauffage du filament (fig. 7-24 *d*).

Les tubes indicateurs d'accord n'exigent que très peu de courant de chauffage et de courant anodique, ils peuvent être facilement incorporés dans des récepteurs portatifs. Pour leur alimentation dans les récepteurs à transistors, il faut pouvoir disposer d'une haute tension de 60 à 150 V, ce qui est réalisable à l'aide de convertisseurs spéciaux.

7-25. — Indicateur d'accord à chauffage indirect.

Les récepteurs fonctionnant sur secteur permettent l'utilisation d'indicateurs exigeant une puissance de chauffage plus élevée. On a donc conçu des tubes à foyer lumineux plus fort, et dont les contours sont plus nets.

La figure 7-25 *a* représente le symbole d'un tube de ce genre, comprenant deux éléments triode à cathode commune, dont l'un est une triode normale, le second formant l'indicateur proprement dit. Sa disposition intérieure est montrée dans la figure 7-25 *b*.

La cathode est entourée d'une grille, appelée grille de charge d'espace, à laquelle elle est reliée intérieurement. Le rôle de cette grille, en maintenant un nuage électronique autour de la cathode, est de provoquer un flux d'électrons régulier sur la surface indicatrice. Une anode entoure cet ensemble sur trois côtés, et devant le quatrième, demeuré dégagé, est placée une électrode de commande auxiliaire constituée par deux petites tiges. Dans cette direction également s'échappent des électrons, qui, par l'ouverture rectangulaire d'un diaphragme de tôle, tombent sur la paroi interne de l'ampoule revêtue d'une couche fluorescente.

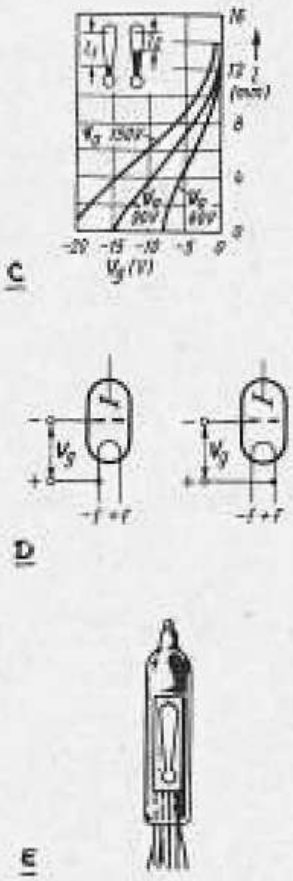


Fig. 7-24 c. — Caractéristique dans laquelle l est la longueur de la trace lumineuse.
d) Possibilités de branchement du tube ; le tube branché comme dans le schéma de gauche exige une tension de commande plus faible ainsi que l'indique la courbe $V_a = 60$ V
e) Vue du tube DM 70.

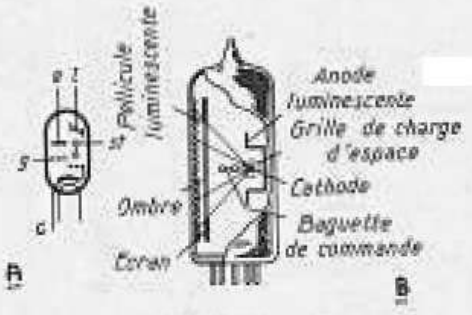


Fig. 7-25. — Tube indicateur d'accord EM 84.
a) Représentation schématique.
b) Disposition des électrodes.

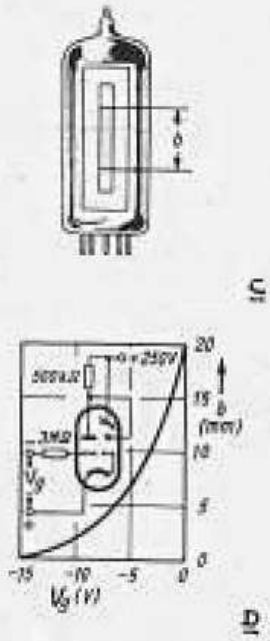


Fig. 7-25 *c*. — Vue du tube avec zone d'éclairement. *d*) Zone d'ombre b fonction de la tension de commande.

Lorsque l'électrode auxiliaire est au même potentiel que l'anode, elle se comporte comme une partie de celle-ci : des électrons se précipitent directement sur elle, mais une partie d'entre eux poursuit son chemin en la frôlant, et l'image lumineuse du diaphragme s'inscrit sur l'écran. Si son potentiel diminue, et, par conséquent, devient négatif par rapport à celui de l'anode, l'électrode auxiliaire repousse les électrons, et son « ombre électronique » est projetée sur le rectangle lumineux, dont une partie (*b* de la figure 7-25 *c*) s'assombrit.

Si l'électrode auxiliaire est amenée au potentiel de la cathode, l'émission d'électrons est arrêtée, et la surface indicatrice reste entièrement sombre.

Le schéma de la figure 7-25 *d* montre ce principe de commande. La tension de commande V_g, polarisée négativement par une résistance de forte valeur ohmique, est appliquée à la grille de la triode normale, dans le circuit d'anode de laquelle est également connectée une résistance de valeur élevée.

Lorsque la tension V_g est élevée, aucun courant ne circule dans la triode, nulle chute de tension n'est donc produite aux bornes de la résistance de 500 kΩ, l'anode de la triode, l'anode fluorescente de l'indicateur, ainsi que l'électrode auxiliaire, sont au potentiel + 250 V : la surface de l'écran est illuminée sur toute sa longueur.

Si l'on réduit la tension V_g, un courant d'anode commence à circuler dans la triode, et aux bornes de la résistance de 500 kΩ apparaît une chute de tension abaissant le potentiel de l'anode de la triode et de l'électrode auxiliaire : une ombre obscurcit la partie *b* de l'écran.

Cette forme d'indicateur d'accord est l'aboutissement d'une longue suite d'expériences. Dans les anciens tubes, l'écran lumineux n'était pas fixé sur la paroi de l'ampoule, mais sur l'anode elle-même, et produisait un foyer lumineux formant un secteur ou un éventail variable. Ces indicateurs furent appelés couramment « œil magique », appellation encore employée sous la forme nouvelle « raie magique ».

LES TUBES POUR V.H.F.

7-26. — Résistance d'entrée des lampes en V.H.F.

Aux hautes fréquences de la gamme V. H. F., les lampes radio normales pré-

sentent certains inconvénients. Parmi ceux-ci, l'apparition d'une résistance de faible valeur entre grille et cathode, provoquée par le *temps de parcours*, est particulièrement gênante.

Un certain temps, en effet, bien que très court, est nécessaire aux électrons émis par la cathode pour traverser l'espace séparant celle-ci de la grille. Or, aux fréquences élevées, la tension alternative appliquée à la grille change de polarité avant que les électrons influencés par elle soient parvenus à son niveau. Les électrons suivent donc les variations de la tension alternative de grille avec une certaine inertie.

Comme toujours en technique, il faut, pour vaincre cette inertie, un apport de puissance, celle-ci étant prélevée sur le circuit de grille ; le tube ne fonctionne donc plus sans pertes, et le circuit de grille se trouve chargé et amorti.

Il a donc fallu créer des tubes spéciaux pour V. H. F., dans lesquels on s'est attaché à augmenter au maximum la résistance d'entrée. Cela a été réalisé en réduisant le temps de parcours, c'est-à-dire en diminuant le plus possible l'espace séparant la cathode de la grille. Ainsi furent conçues les lampes EC 92 et ECC 85.

La figure 7-26 montre que la résistance d'entrée de ces lampes, qui est de 15 MΩ en P. O., tombe à quelques kiloohms en V. H. F. Heureusement, l'impédance à la résonance des circuits oscillants pour ces fréquences n'est également que de cet ordre, de sorte que l'amortissement apporté par la résistance d'entrée des lampes reste dans des limites acceptables. Dans certains cas toutefois, le couplage de la grille au circuit oscillant doit être effectué par une prise pratiquée sur l'enroulement.

Une tension parasite, appelée *tension de souffle* ou *de bruit de fond*, E_b, prend naissance à l'entrée des récepteurs et dans les résistances. Cette tension peut être calculée à l'aide de la formule physique suivante :

$$E_b^2 = 4\,kT_oR\Delta f$$

dans laquelle :

- k — constante de Boltzmann $= 1{,}38 \times 10^{-23}$ W/sec/degré ;
- T_o — température absolue en degrés Kelvin (° C + 273) ;
- R — résistance en Ω ;
- Δf — bande de fréquences explorée en Hz.

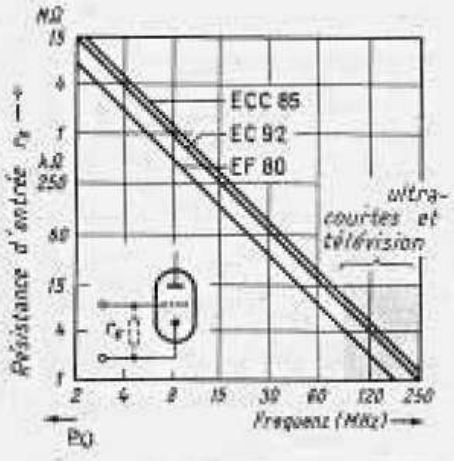


Fig. 7-26. — Résistance d'entrée pour différentes fréquences, et pour différents tubes.

Le souffle sera d'autant plus faible que la valeur de kT_0 sera moins élevée. Aussi est-elle utilisée comme mesure de la sensibilité. Un signal au seuil de l'audibilité doit donc être plus puissant que celui correspondant à la valeur de $k\,T_a$ pour ne pas être couvert par le souffle propre au récepteur.

La tension de souffle développée par le bruit de fond d'un bon récepteur ne doit pas dépasser quelques fractions de microvolt.

7-27. — La tension de souffle.

Par suite de l'agitation de ses électrons, tout courant circulant dans une résistance, une lampe, un semiconducteur, crée une tension de souffle, qui se traduit dans les récepteurs par un bruit audible ressemblant à celui d'une chute d'eau.

Dans une résistance, la tension de bruit dépend de la valeur ohmique de celle-ci. Elle est d'autant plus faible que la résistance est petite.

Dans un circuit oscillant, c'est la valeur ohmique de l'impédance à la résonance $Z_{réz}$ qui représente la résistance de souffle, d'où résulte le *bruit de circuit*.

Dans une lampe, la grandeur de la tension de souffle dépend de sa propre constitution. Elle est d'autant plus élevée que le nombre de grilles absorbant du courant est grand, la répartition du flux électronique sur celles-ci produisant un accroissement du souffle, comme s'élève le bruit d'une chute d'eau que des obstacles divisent en plusieurs cascades.

Pour l'expression en chiffres du *souffle des lampes*, on indique la valeur de la *résistance équivalente de bruit* $R_{éq}$, entre grille et cathode, qui produirait le même souffle que la lampe considérée. Cette résistance ne doit pas être confondue avec la résistance d'entrée R_e. La résistance de bruit est indépendante de la fréquence, tandis que celle d'entrée n'importe qu'en H. F., et continue à diminuer lorsque la fréquence augmente (fig. 7-26).

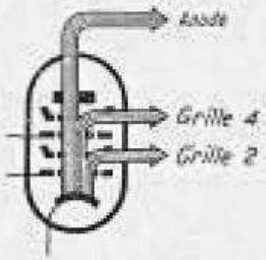


Fig. 7-27. — Division des courants électroniques dans un tube à grilles multiples.

7-28. — Le souffle des lampes.

Les tensions de souffle créées par l'agitation des électrons sont généralement très inférieures à la tension de commande des récepteurs. Seules, les tensions émanant d'émetteurs lointains transmises par l'antenne au circuit d'entrée sont aussi faibles.

Si le souffle de la première lampe d'un récepteur est élevé, ce bruit, amplifié par les étages suivants, peut couvrir la tension de réception. C'est toujours la plus forte résistance de bruit qui est prépondérante.

En P. O. et en G. O., celle du premier tube est plus faible que la résistance du circuit d'entrée, et n'introduit que peu de bruit, mais en V. H. F., l'impédance diminue considérablement, donnant plus d'importance à la résistance de bruit de la lampe. On a donc cherché à réduire cette dernière au minimum afin de la rendre plus faible que l'impédance des circuits.

Le tableau ci-dessous indique une résistance $R_{éqb}$ de 70 kΩ pour un tube changeur de fréquence ECH 81, valeur beaucoup plus élevée que l'impédance à la résonance d'un circuit V. H. F. Le responsable en est le courant d'écran, qui, dans cette lampe, est supérieur au courant d'anode, et, dans l'ECH 42 lui est égal. Dans les pentodes EF 42 et EF 80, employées comme modulatrices, la résistance de bruit est encore de 3 à 4 kΩ. Celle des triodes, par contre, tombe à quelques centaines d'ohms, et n'a plus qu'une faible influence sur le bruit de fond total d'un récepteur.

Pente et résistance de bruit des lampes amplificatrices H. F. et changeuses de fréquence

	Amplification H. F.				Changement de fréquence						
	EF 42	EF 80	ECC 81	ECC 85	ECH 42	ECH 81	EF 42	EF 80	ECC 81	ECC 85	
I_a	10	10	11,5	10	3,0	3,25	8	10	8,5	5,2	mA
$I_{g2}(+I_{g1})$	2,4	2,8	—	—	3,0	6,7	1,8	2,5	—	—	mA
S (S_c)	9,5	6,8	6,4	6,0	0,75	0,75	3,8	2,7	2,2	2,3	mA/V
$R_{éqb}$	0,84	1,2	0,6	0,5	75	70	3,0	4,0	1,0	1,0	kΩ

Dans les triodes modulatrices, les valeurs de résistance de bruit sont données pour une résistance de fuite de grille $R_g = 1$ MΩ ; celles des pentodes, ainsi que la pente de conversion S_c correspondante, pour $R_g = 20$ kΩ, ainsi qu'il est usuel dans le changement de fréquence *additif*.

7-29. — Avantages des triodes dans les circuits d'entrée pour V.H.F.

La résistance de bruit $R_{éqb}$ peut être imaginée connectée en série avec l'impédance à la résonance $Z_{rés}$ (fig. 7-29 *b*). Celle-ci ne pouvant être diminuée sans dommage pour la sensibilité et la sélectivité du circuit, on ne peut réduire la puissance du bruit qu'en abaissant la valeur ohmique de la résistance $R_{éqb}$.

Par contre, la résistance d'entrée R_e, étant en parallèle sur le circuit, doit, pour éviter l'amortissement de celui-ci, avoir une valeur aussi élevée que possible.

Si l'on compare les valeurs de R_e et de $R_{éqb}$ d'une pentode avec celles d'une triode :

	EF 80	ECC 85	
$R_{éqb}$	1	0,5 kΩ	pour 100 MHz
R_e	3,5	6,0 kΩ	pour 100 MHz

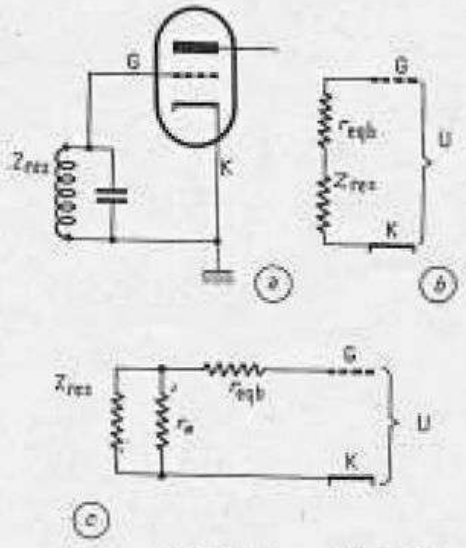


Fig. 7-29. — Influence de la résistance de bruit et de la résistance d'entrée sur un circuit.

on remarque aussitôt que la triode présente une résistance de bruit égale à la moitié de celle de la pentode (grâce à l'absence de courant d'écran), et que sa résistance d'entrée est presque double.

Ces deux raisons plaident pour l'emploi des triodes dans les circuits d'entrée des récepteurs V. H. F. Les triodes EC 92 et ECC 85 ont été créées pour cet usage, et l'on n'y utilise presque plus de pentodes, ni de changeuses de fréquence multiplicatives.

LES DISPOSITIFS DE POLARISATION DE GRILLE

7-30. — Polarisation automatique.

Dans les récepteurs fonctionnant sur secteur, la tension négative de polarisation de grille est créée par une résistance R_k connectée entre cathode et pôle négatif. Le courant anodique de la lampe, traversant cette résistance, crée à ses bornes une chute de tension dont le pôle négatif est relié à la grille à travers la résistance de fuite ou le bobinage du circuit correspondant.

La valeur de cette tension doit correspondre à celle de la polarisation de grille, et donne ainsi le point de fonctionnement exact. Elle se mesure entre la cathode et le pôle négatif.

Mais lorsque le courant alternatif d'anode traverse également cette résistance R_k, les variations de la tension de cathode suivant celles de la grille de commande, l'amplification se trouve réduite. C'est pourquoi un condensateur C_k découple la résistance (fig. 7-30), offrant au courant alternatif un chemin plus commode. Le calcul de ce condensateur est assez compliqué, mais les valeurs généralement employées dans les circuits des récepteurs normaux sont les suivantes :

Amplification H. F. : 0,02 à 0,1 µF.
Amplification B. F. : 4 à 10 µF.
Amplification de puissance : 10 à 100 µF.

Pour les fortes capacités, on utilise des condensateurs électrolytiques basse tension.

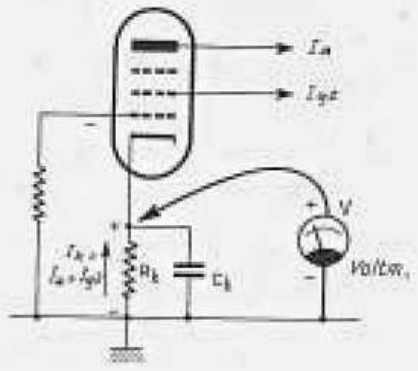


Fig. 7.30. — Formation de la tension de grille, et sa mesure, dans un récepteur-secteur.

7-31. — Calcul de la résistance de cathode.

Le courant circulant dans la cathode I_k doit créer, aux bornes de la résistance de cathode R_k, la valeur exacte de la tension de polarisation de grille V_g, par conséquent, d'après la loi d'Ohm :

$$\text{Résistance de cathode} = \frac{\text{Tension de polarisation grille}}{\text{Courant de cathode}} = R_k = \frac{V_g}{I_k}$$

Dans les tubes multigrilles, le courant de cathode est égal à la somme des courants d'anode et d'écrans :

$$I_k = I_a + I_{g_2} + I_{g_4}.$$

EXEMPLE. — Quelle est la valeur de la résistance R_k convenant à une amplificatrice H. F, dont $V_g = -2$ V ; $I_a = 3$ mA ; $I_{g_2} = 1$ mA ?

$$R_k = \frac{2 \text{ V}}{3+1 \text{ mA}} = \frac{2 \text{ V}}{4 \text{ mA}} = 0{,}5 \text{ k}\Omega = 500 \Omega$$

R_k est représentée dans la courbe I_a/V_g par une droite allant du point de fonctionnement à l'origine des axes. Si, par vieillissement du tube, ou variation de tension, la caractéristique se modifie, le point de fonctionnement se déplace le long de cette droite.

La polarisation automatique diminue notablement l'amplitude des variations du courant anodique, par rapport à la polarisation fixe fournie par une source de tension particulière.

Le point de fonctionnement demeurant automatiquement au centre de la caractéristique, il ne se produit pas de distorsions.

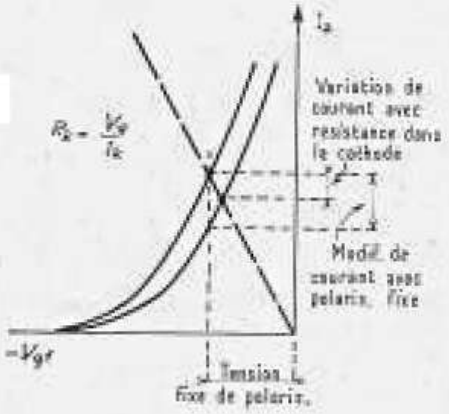


Fig. 7-31. — Fixation de la résistance cathodique pour une tension anodique variable.

7-32. — Polarisation semi-automatique.

La polarisation peut être obtenue également en connectant une résistance dans le retour des courants cathodiques de l'ensemble des lampes du récepteur. La résistance est alors placée entre le condensateur d'entrée et le second condensateur de filtrage du redresseur. Mais la tension continue sur le premier condensateur comporte encore une *tension de ronflement* trop élevée. Elle est donc transmise à un filtre R_f C_f avant d'être appliquée à la grille (fig. 7-32). Le condensateur de cathode C_k n'a plus besoin d'avoir une capacité élevée.

Ce dispositif de polarisation est utilisé de préférence dans les étages de sortie. Il offre l'avantage, par exemple dans les étages push-pull classe AB ou B (fig. 8-9 *b*), dont le courant anodique augmente avec la tension de commande, de ne pas trop influencer le point de fonctionnement.

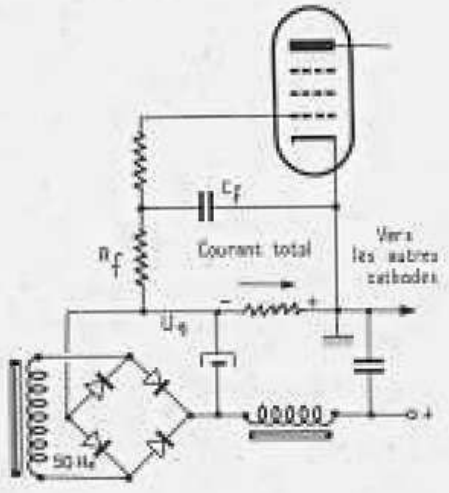


Fig. 7-32. — Formation de la tension de polarisation de grille aux bornes d'une résistance dans le retour des courants cathodiques.

Une prise sur la résistance permet d'obtenir une seconde tension de polarisation convenant à la grille d'un tube pré-amplificateur. Cela est d'ailleurs nécessaire lorsque la lampe de puissance comporte dans la même ampoule une pré-amplificatrice, comme par exemple les ECL 80, afin d'éviter des perturbations.

La tension de polarisation obtenue par ce dispositif se mesure également aux bornes de la résistance parcourue par l'ensemble des courants.

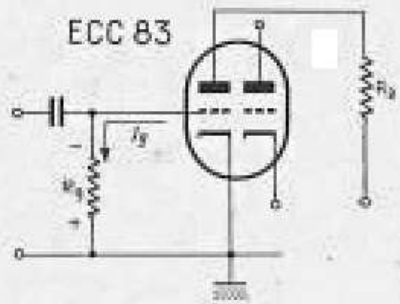


Fig. 7-33. — Le courant de de grille Ig développe une tension négative de polarisation aux bornes de la résistance Rg.

7-33. — Polarisation par résistance de fuite de grille.

Dans les lampes à chauffage indirect, les électrons sont projetés de la cathode avec une telle violence que, malgré le potentiel négatif de la grille, une partie d'entre eux s'abat sur cette électrode, donnant naissance dans le circuit correspondant à un léger courant. En traversant une résistance R_g de haute valeur ohmique (10 à 20 MΩ) connectée dans ce circuit (fig. 7-33), ce *courant de grille* I_g crée une tension continue de — 1 à — 1,5 V qui, pour des lampes à grand coefficient d'amplification, comme, par exemple, la triode EABC 80, ou la double-triode ECC 83, peut servir à la polarisation.

LA TENSION D'ECRAN

7-34. — Résistance d'écran.

Lorsque la tension d'écran est inférieure à celle d'anode, on l'obtient par réduction de la haute tension générale V_a, à l'aide d'une résistance R_{g_2} (fig. 7-34).

La chute de tension aux bornes de R_{g_2} doit donc être égale à la différence existant entre V_a et V_{g_2}. La résistance étant parcourue par le courant d'écran I_{g_2}, sa valeur est de :

$$R_{g_2} = \frac{V_a - V_{g_2}}{I_{g_2}}$$

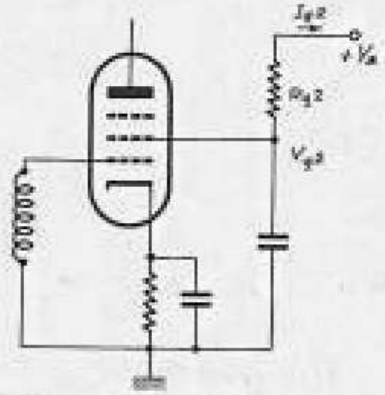


Fig. 7-34. — Réduction de la tension de grille-écran par une résistance R_{g_2}.

EXEMPLE. — Quelle est la valeur de la résistance d'écran d'une pentode dont les conditions d'emploi sont : $V_{g_2} = 100$ V ; $I_{g_2} = 2$ mA ; E = 250 V ?

$$R_{g_2} = \frac{250 - 100}{2} = \frac{150}{2} = 75 \text{ k}\Omega.$$

Si leurs tensions de service sont égales, les écrans de deux lampes peuvent être alimentés par la même résistance, les courants d'écrans devant alors être additionnés pour son calcul.

Comme la cathode, l'écran doit être découplé au pôle négatif par un condensateur dont la valeur peut varier de 5 à 50 nF en H. F., et de 0,1 à 1 µF en B. F.

7-35. — Tension d'écran par diviseur.

L'obtention de la tension d'écran à l'aide d'un diviseur de tension, grâce à l'intensité I_d du courant traversant la résistance R_d (fig. 7-35), évite le *glissement* de cette *tension* dans les lampes à pente variable.

Si V_{g_2} est la tension normale d'écran

$$R_d = \frac{V_{g_2}}{I_d}$$

La résistance R_g étant parcourue par la somme des courants $I_a + I_{g_2}$, sa valeur est de :

$$R_{g_2} = \frac{V_a - V_{g_2}}{I_d + I_{g_2}}.$$

Dans le cas d'un déréglage total de la lampe, entraînant la disparition du courant d'écran, la tension de celui-ci ne dépendrait plus que des résistances du diviseur R_{g_2} et R_d :

$$V_{g_2} = V_a \times \frac{R_d}{R_d + R_{g_2}}$$

EXEMPLE. — L'hexode d'une changeuse de fréquence doit fonctionner avec les valeurs suivantes : $V_a = 250$ V ; $V_{g_3} = V_{g_4} = 70$ V ; $I_{g_2} + Ig_4 = 3{,}5$ mA. Tension maximale d'écran (sans courant) = 125 V. La valeur du courant I_d est choisie arbitrairement égale à celle du courant d'écran, soit 3,5 mA :

$$R_d = \frac{70}{3{,}5} = 20\ \text{k}\Omega\ ;$$

$$R_{g_2} = \frac{250 - 70}{3{,}5 + 3{,}5} = \frac{180}{7} = 25{,}7\ \text{k}\Omega.$$

La tension d'écran sera dans ces conditions :

$$V_{g_2} = 250 \times \frac{20}{20 + 25} = 250 \times \frac{20}{45} \simeq 110\ \text{V}$$

Le diviseur de tension choisi est donc admissible. Si la tension avait été trop élevée, le courant I_d aurait dû être choisi plus grand.

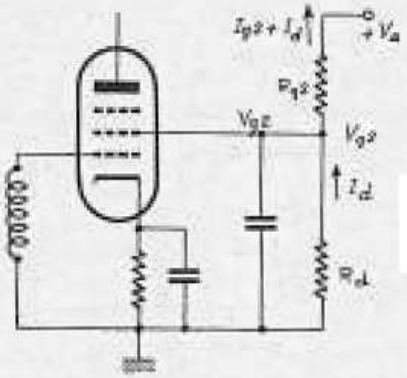


Fig. 7-35. — Diviseur de tension pour tension de grille-écran.

CHAPITRE **8**

L'amplification par tubes et transistors

Dans les paragraphes suivants, les procédés d'amplification par lampes et par transistors seront examinés en commun. Il suffit, en effet, de traiter de chaque cas particulier dans l'une ou dans l'autre sorte, car la parenté du principe de montage ou des réseaux de caractéristiques est évidente.

Les différences les plus marquantes sont présentées côte à côte dans le tableau ci-dessous.

	TRANSISTORS	LAMPES
Commande du circuit d'entrée	Par courant. (Puissance d'entrée.)	Par tension.
Impédance d'entrée	Faible valeur ohmique.	Très forte valeur ohmique.
Point de fonctionnement	A droite de la ligne de référence — $U_{BB} = 0$	A gauche de la ligne de référence $V_g = 0$
Réaction du circuit de sortie	Toujours présente, doit être neutralisée dans les étages H. F.	Peut être négligée dans les pentodes, ou neutralisation facile.
Adaptation	Les résistances internes faibles obligent à une adaptation.	Aucune adaptation particulière n'est nécessaire (tube final excepté).
Alimentation	Aucune tension de chauffage. Basse tension de collecteur (6 à 24 V).	Tension de chauffage et haute tension anodique (180 à 250 V) nécessaires.

L'AMPLIFICATION ET LES RESEAUX DE COURBES

8-1. — L'amplification produite par une lampe d'après le diagramme de tension de grille.

Le point de fonctionnement normal P de la lampe, est fixé par la tension anodique V_a et la tension de polarisation de grille V_g. Dans le circuit d'anode (fig. 7-13) on connecte une résistance de charge R_a, dans laquelle circule le courant de repos I_a. Enfin, à la tension de polarisation V_g de la grille on a superposé une tension alternative v_g.

Le tableau suivant donne le cycle des variations du courant anodique produites dans ces conditions par la tension v_g, depuis l'instant 0 jusqu'à l'instant 4, c'est-à-dire pendant une sinusoïde complète (fig. 8-1).

Variations des tensions et des courants

TEMPS	TENSIONS DE GRILLE	COURANTS D'ANODE
0	Egale à la tension de polarisation	Courant de repos
1	*Alternance positive :* la tension de polarisation *diminue*	Le courant anodique *augmente*
2	Egale à la tension de polarisation	Courant de repos
3	*Alternance négative :* la tension de polarisation *augmente*	Le courant anodique *diminue*
4	Egale à la tension de polarisation	Courant de repos

Le cycle se répète aussi longtemps que la tension alternative alimente la grille. Cette tension v_g crée un courant alternatif d'anode i_a, qui s'ajoute au courant de repos. Ce courant i_a est d'autant plus élevé que la pente de la lampe est grande.

Aucun courant ne circule dans le circuit de grille tant que les tensions de commande restent à l'intérieur de la région négative de la tension de grille.

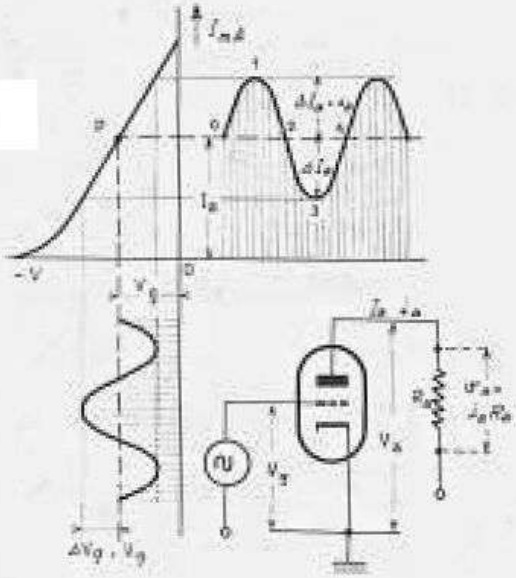


Fig. 8-1. — Influence d'une tension sinusoïdale de grille sur le courant anodique.

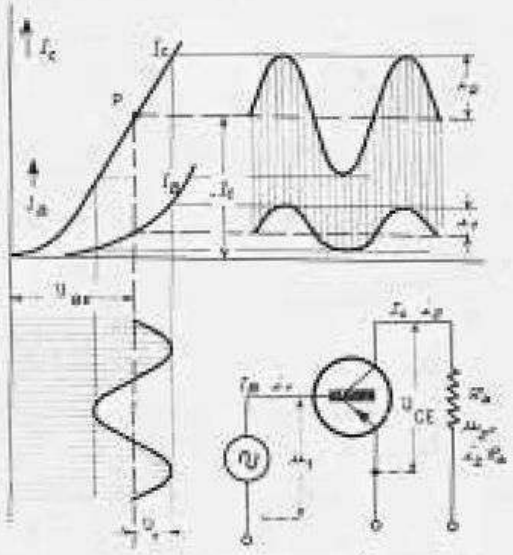


Fig. 8-2. — Allures des courants de collecteur et de base en fonction de la tension de base.

8-2. — L'amplification produite par un transistor d'après le diagramme de tension de base.

Le point de fonctionnement est fixé au centre de la partie rectiligne de la caractéristique (fig. 8-2) par un diviseur de tension ou une résistance.

Si l'on superpose à la tension continue de base — U_{BE} une tension alternative v_g, le courant de repos du collecteur — I_C, varie de la valeur i_g (fig. 8-2).

La zone émetteur-base étant polarisée dans le sens de conduction, un courant alternatif i_g circule également dans le circuit de base. Mais la caractéristique du courant de base I_B étant généralement fortement coudée, ses deux alternances n'ont pas la même amplitude : il y a *distorsion de courant.*

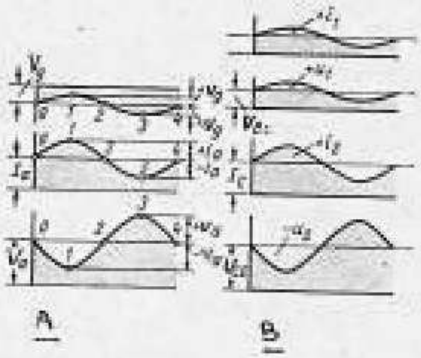


Fig. 8-3. — Valeurs des courants et tensions sinusoïdaux a) dans un tube, b) dans un transistor.

8-3. — La phase dans le circuit d'anode, ou de collecteur.

Dans les lampes, la résistance de charge d'anode créant une chute de tension, une partie seulement de la haute tension d'alimentation est appliquée à l'anode.

A l'instant 1 (fig. 8-3 *a*), c'est-à-dire au cours de l'alternance positive de la tension alternative de grille, le courant anodique est maximal, il provoque donc aux bornes de la résistance d'anode la chute de tension également maximale. A ce même instant, il ne reste plus sur l'anode qu'une petite partie de la haute tension d'alimentation.

Durant l'alternance négative, à l'instant 3, le courant anodique et la chute de tension aux bornes de la résistance d'anode sont au contraire au minimum, tandis que la tension d'anode est maximale.

Les parties ombrées (fig. 8-3 *a* et *b*) représentent les tensions et courants totaux, c'est-à-dire la somme des valeurs en continu et en alternatif. Les valeurs négatives se trouvent sous la ligne de référence, les courbes en traits gras représentent les valeurs de la composante alternative.

Il résulte de cela qu'une alternance de tension *négative* de grille provoque à l'anode une alternance de tension *positive*. Une *rotation de phase* de 180° a lieu entre les tensions alternatives de grille et d'anode.

La figure 8-3 *b* permet de constater que le comportement des transistors est analogue.

Une alternance positive de tension d'entrée $+ u_1$ donne naissance à une alternance positive de courant d'entrée $+ i_1$, et à une alternance également positive de courant de collecteur $+ i_2$. Par contre, pendant la durée du flux maximum de courant, la tension de collecteur tombe à la valeur $- u_2$. La tension d'entrée u_1 et la tension de sortie u_2 ont tourné l'une par rapport à l'autre de 180°.

Lampes et transistors sont donc identiques de ce point de vue : la position de phase de la tension de sortie est l'inverse de celle d'entrée. En réalité, il ne s'agit pas ici d'un déphasage proprement dit, mais, par une sorte de réflexion symétrique, comme dans un miroir, d'une *inversion* de la phase.

8-4. — Distorsion par la grille ou par saturation.

Lorsque la tension alternative de grille est trop élevée, les pointes négatives du courant alternatif d'anode sont coupées, car celui-ci, tombé à la valeur zéro au point *a* de la tension de grille (fig. 8-4), ne peut plus diminuer. Si le point *b* est dépassé, la grille devient positive, et, se comportant comme une anode, elle attire sur elle une partie des électrons. Cette partie, détournée de son chemin, va faire défaut au courant anodique, dont les pointes positives, à leur tour, sont écrêtées.

Ainsi, une tension alternative de grille trop forte crée un courant anodique qui n'est plus son reflet exact : on dit que la lampe est *saturée*, ou qu'il y a distorsion de courant d'anode.

Des distorsions apparaissent également lors des pointes causées à la tension alternative de grille par les coudes existant toujours dans les caractéristiques. Si le point de fonctionnement est porté trop bas ou trop haut sur la courbe, les pointes du courant anodique sont coupées d'un côté, et il y aura aussi des distorsions.

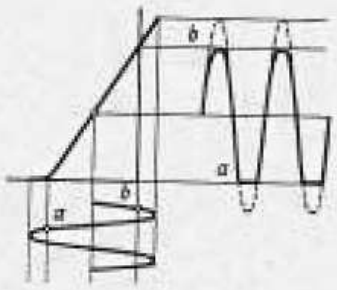


Fig. 8-4. — Déformation de la sinusoïde par une tension de commande trop élevée

8-5. — Distorsion due au courant de base des transistors.

Afin de diminuer les risques de distorsion dans les étages préamplificateurs à transistors, ceux-ci sont commandés par un signal aussi faible que possible. La raison en est moins la distorsion pouvant prendre naissance dans le circuit de collecteur que celle se produisant déjà dans le circuit de base, provoquée par les alternances de conduction faisant varier la résistance R_{BE} de la zone base-émetteur (fig. 8-5).

Cette résistance de conduction variable, et de faible valeur ohmique, charge fortement une alternance de la tension alternative. Cette influence peut être réduite en connectant devant la base une résistance R_A, dont la valeur doit être beaucoup plus élevée que celle de R_{BE}. Le courant de base dépend alors principalement de la résistance R_A, et demeure constant. Le taux de distorsion est réduit, et la source de la tension de commande est moins chargée.

Ce mode de commande à travers une résistance d'adaptation de forte valeur

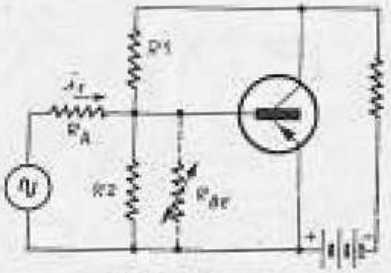


Fig. 8-5. — Les déformations du courant de base par suite des variations de la valeur de la résistance R_{BE} sont réduites par l'adjonction d'une résistance de polarisation R_A.

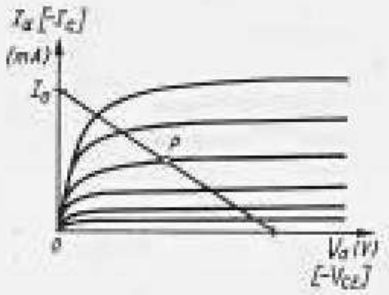


Fig. 8-6. — Fixation du point de fonctionnement par le tracé d'une droite de charge correspondant à la résistance R_a.

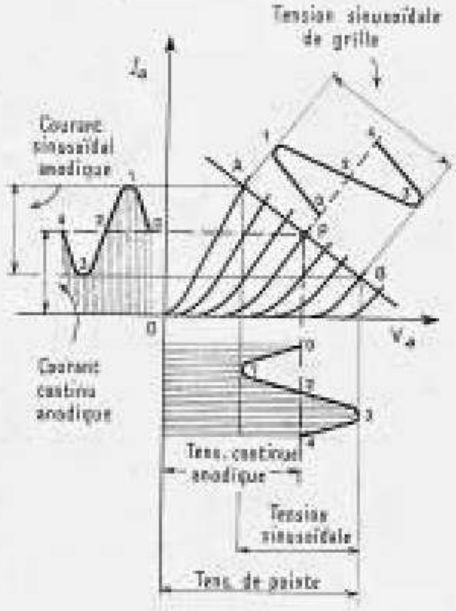


Fig. 8-7. — Analyse du processus d'amplification au moyen d'une droite de charge.

ohmique est nommé *commande par courant*.

8-6. — La droite de charge.

Dans le diagramme de tension d'anode d'une lampe, la résistance de charge R_a est représentée par une ligne droite, coupant le réseau de courbes. Nommée *droite de charge*, cette ligne permet de se représenter le phénomène d'amplification. Sa pente est donnée par la valeur de deux paramètres liés, ou dans le cas le plus simple, en la faisant passer par deux points convenablement choisis sur les axes de coordonnées (V_A, I_a) en fonction de R_a, tels que :

$$R_a = \frac{V_A}{I_a} \quad (V_A = \text{Tension d'alimentation})$$

Une forte pente indique une faible résistance ; moins verticale, elle dénote au contraire une résistance élevée ; horizontale, elle représenterait une résistance infinie !

Lorsque la résistance R_a est une résistance ohmique pure, la droite de charge part de la valeur de la tension totale d'alimentation V_A, et passe par le point de fonctionnement P choisi. Celui-ci est situé exactement à la verticale de cette valeur V_A lorsque la résistance de charge est constituée par un bobinage ou un enroulement de transformateur, car il n'y a alors aucune perte de tension continue (fig. 8-7). Elle est, dans ces conditions, désignée par le symbole Z_a.

Le diagramme de tension de collecteur offrant une allure analogue, ces considérations sont valables pour les transistors.

8-7. — L'amplification d'après le diagramme de tension d'anode.

La droite de charge tracée dans le diagramme de tension d'anode, ou réseau I_a/V_a permet, mieux encore que dans les figures 8-1 et 8-2, de représenter le phénomène de l'amplification dans les lampes, car l'on peut, à la fois, y lire les valeurs des tensions *et* des courants. L'exemple choisi représente le réseau I_a/V_a d'une triode, dont le circuit anodique est chargé par l'enroulement d'un transformateur.

Le point de fonctionnement P est situé à l'intersection de la tension anodique continue V_a, ici la tension totale d'alimen-

II. — DETECTEUR

Caractéristique de détection

Pour relever, point par point, la caractéristique d'un détecteur F.M., il suffit d'appliquer, à son entrée, un signal d'amplitude constante, mais de fréquence variable, et de mesurer, sur sa sortie B.F., les tensions fournies aux différentes fréquences. Il est nécessaire que le détecteur travaille, pendant ces essais, aussi exactement que possible dans ses conditions d'utilisation normales. Il est donc préférable d'appliquer le signal à l'entrée de l'amplificateur M.F., et non pas à celle du détecteur.

Le branchement du voltmètre sur la sortie B.F. est simple dans le cas du détecteur symétrique (fig. 186) : il suffit de le connecter entre la borne B et la masse. Par suite de la valeur relativement élevée de la résistance de charge, un voltmètre électronique est nécessaire.

Bien qu'il s'agisse d'une sortie B.F., il faut utiliser un voltmètre du type continu. En agissant, à la main, sur la fréquence de notre générateur, nous obtenons, en effet, une modulation continue et variable : la tension issue du détecteur possède donc les mêmes propriétés. Suivant la polarité des diodes, on obtient des tensions positives pour des fréquences inférieures à la M.F. et négatives pour les fréquences supérieures, ou inversement. Pour tracer la caractéristique de détection, il suffit donc de relever les tensions correspondant aux différentes fréquences appliquées.

Le détecteur de rapport présente la particularité que son condensateur électrolytique se charge à une tension qui reste invariable pendant une forte excursion, à condition que sa durée soit faible par rapport à la constante de temps du circuit

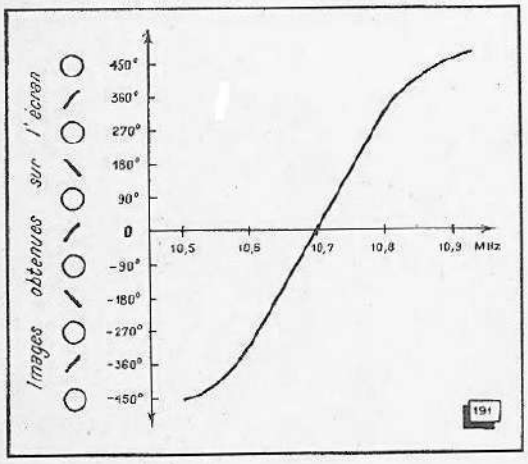


Fig. 191. — Une caractéristique de phase relevée suivant le principe indiqué en figure 190.

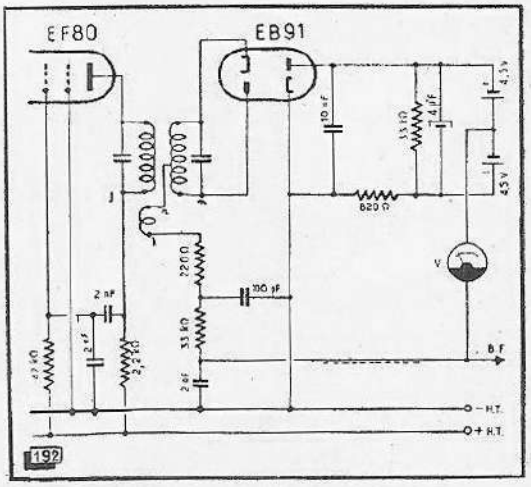


Fig. 192. — Une pile, maintenant constante la tension sur le condensateur électrolytique, permet d'effectuer des mesures statiques sur un détecteur de rapport.

dont le condensateur fait partie. En fonctionnement, ce condensateur perd sa charge aussitôt qu'on s'écarte de la fréquence porteuse, à moins que la bande passante de l'amplificateur M.F. qui le précède ne soit assez large pour que l'affaiblissement à $\pm$ 75 kHz reste négligeable. Pour que la mesure soit exacte, il faut donc rendre la constante de temps pratiquement infinie ; et cela peut se faire très facilement au moyen d'une pile (fig. 192) qu'on branche aux bornes du condensateur électrolytique. Auparavant, on règle le signal injecté à l'entrée de l'ampli-

ficateur de manière que la tension développée aux bornes du condensateur soit exactement égale à celle de la pile qu'on va brancher. Pour des raisons de commodité, on choisit, en général, une tension de 9 V, fournie par deux piles de poche de 4,5 V.

Dans la variante la plus couramment utilisée (fig. 192), le détecteur de rapport délivre une tension B. F. qui n'est pas symétrique par rapport à la masse. Il faut donc connecter le voltmètre entre la sortie B. F. et le point commun aux deux piles. Sa déviation est nulle sur la fréquence d'accord, et devient positive ou négative suivant le sens dans lequel on varie la fréquence du signal.

A condition d'augmenter la tension des piles en conséquence, on peut également faire des essais avec des signaux d'amplitude plus élevée ; on arrive alors à tracer une famille de courbes (fig. 193). On peut également appliquer une modulation d'amplitude parasite, en augmentant ou diminuant l'amplitude du signal, tout en maintenant fréquence et tension de piles constante. Les variations correspondantes de la tension prélevée sur la borne B. F. indiquent alors comment le détecteur agit sur les variations d'amplitude. En cas de compensation insuffisante ou de surcompensation, on peut essayer d'obtenir une amélioration, en jouant sur les résistances R_1 et R_2.

Dans le cas d'un détecteur ennéode, on peut facilement relever la courbe de détection en insérant un galvanomètre dans le circuit de plaque. Il indique un courant moyen quand la fréquence du signal correspond à l'accord de l'amplificateur ; sa déviation augmente ou diminue suivant le sens du désaccord.

Réglage

Bien entendu, il faut régler le détecteur correctement avant de relever sa caractéristique. Si nous présentons ici les choses dans un ordre inverse, c'est uniquement pour faciliter la compréhension de ce qui suit. Nous venons de voir, en effet, que les détecteurs symétriques et de rapport donnent une tension nulle à leurs bornes B. F., si le signal appliqué correspond à leur fréquence d'accord. Pour le réglage, il suffit donc d'injecter un signal de 10,7 MHz à l'entrée de l'amplificateur M. F. et d'accorder le circuit de détection (secondaire du dernier transformateur M. F.) de façon que cette condition soit atteinte. Les figures 186 et 192 indiquent les montages à réaliser.

Tout détecteur F. M. étant insensible à un signal modulé en amplitude et dont la porteuse correspond à sa fréquence d'accord, on peut également utiliser un générateur A. M. accordé sur 10,7 MHz, et régler le circuit de détection au minimum du son A. M. perçu. Ce minimum doit être encadré de deux maxima très nets. Evidemment, il est nécessaire que la modulation d'amplitude du générateur ne soit accompagnée par aucune modulation de fréquence parasite. Autrement, on observe plusieurs minima dont le plus profond est souvent — mais non pas nécessairement — le bon. Si on utilise une hétérodyne où la modulation est opérée dans le tube oscillateur, il est avantageux de travailler avec un taux de modulation très faible, tout en utilisant des signaux assez faibles pour que cette modulation ne se trouve pas coupée par le limiteur.

Ennéode

Un procédé de réglage semblable est à utiliser dans le cas d'un récepteur équipé avec une ennéode ou un tube analogue. On commence par amortir — ou par dérégler — fortement l'un des circuits détecteurs. Le réglage des circuits M. F. est alors possible en utilisant un signal A. M. détecté sur la courbure de la caractéristique plaque de l'ennéode.

Ensuite, on procède au réglage du détecteur en accordant le circuit précédemment amorti ou déréglé de façon que le signal perçu devienne minimum. Les remarques concernant une éventuelle F. M. parasite du générateur restent, évidemment, valables.

Mise au point dynamique d'un détecteur de rapport

On peut reproduire la caractéristique de tout détecteur F. M. sur l'écran d'un oscilloscope en branchant l'entrée de son amplificateur vertical sur sa sortie B. F., et en utilisant une déviation horizontale égale en fréquence et phase à la modulation de fréquence du signal injecté à l'entrée de l'amplificateur M. F. étudié.

Comme on ne peut pas apprécier, avec la précision nécessaire, la linéarité de la courbe reproduite sur l'écran, cette méthode permet tout au plus de dégrossir la mise au point. Il en est autrement pour les propriétés anti-parasites d'un détecteur de rapport.

Fig. 193 (Ci-contre). — **Caractéristiques de détection pour différentes amplitudes d'attaque.**

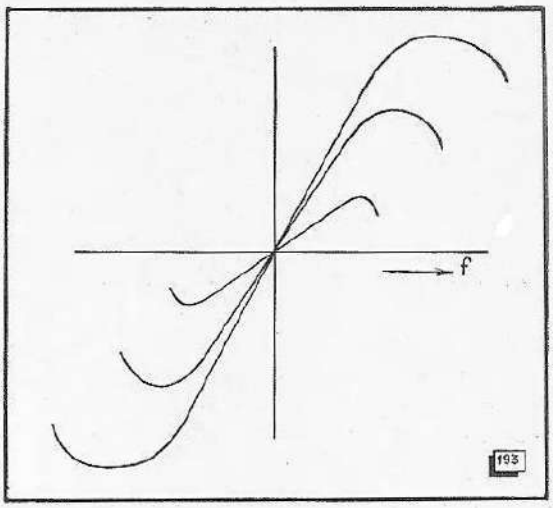
Fig. 194 (ci-dessous, en haut à gauche). — **Oscillogramme d'une caractéristique de détection.**

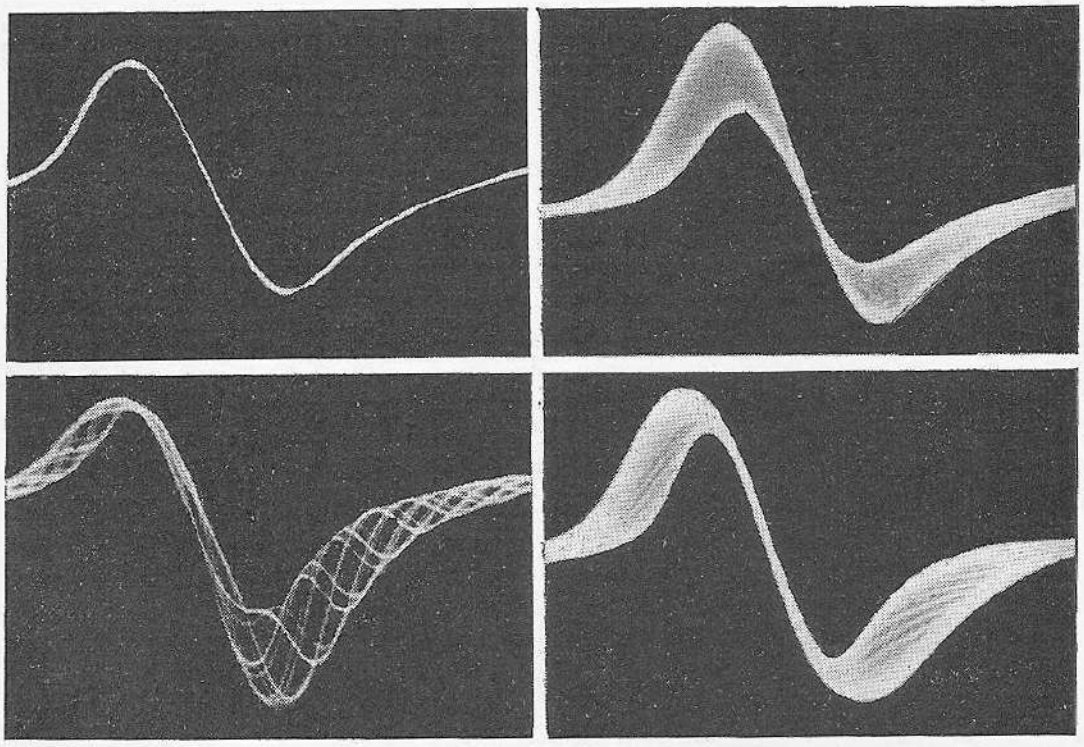
Fig. 195 (en bas à gauche). — **Manque de symétrie décelé en attaquant le détecteur avec un signal modulé à la fois en amplitude et en fréquence.**

Fig. 196 (en haut à droite). — **Bonne symétrie, mais mauvaise compensation.**

Fig. 197 (en bas à droite). — **Détecteur de rapport parfaitement compensé.**

(Ces documents nous ont été aimablement confiés par M. E. P. Pils, Ing. dipl., Munich).





La figure 194 montre un oscillogramme d'une caractéristique de détection. En régime dynamique, il devient possible d'apprécier l'effet anti-parasites par l'utilisation simultanée d'une modulation d'amplitude et d'une modulation de fréquence, à condition de garder un écart suffisant entre les fréquences de modulation (800 et 50 Hz, par exemple).

On voit alors (fig. 195), dans le cas d'un détecteur dissymétrique, une sorte de moiré indiquant la présence d'une modulation d'amplitude sur la caractéristique tracée par la modulation de fréquence. Dans la figure 196, la symétrie est parfaite, mais la compensation ne se fait que sur la fréquence d'accord même. En agissant sur les résistances insérées dans les circuits B.F. et continu du détecteur, on arrive à une compensation parfaite (fig. 197) où toute modulation d'amplitude se trouve reléguée dans les parties courbes.

III. — OSCILLATEUR

Présence des oscillations

Avant de procéder au réglage du circuit oscillateur il faut, évidemment, s'assurer si des oscillations prennent naissance, et avec quelle amplitude. Il est rare qu'un réglage ultérieur de la fréquence de l'oscillateur ait une influence sur ce point.

La méthode classique (fig. 198) consiste à insérer un galvanomètre mesurant le courant d'oscillation (I_g) dans la fuite de grille (R_g). Pour obtenir la tension correspondante, il suffit de multiplier le courant lu par la valeur de la résistance de fuite de grille. Dans le cas de la conversion auto-oscillante, on travaille couramment avec des fuites de grille de l'ordre du mégohm et des tensions d'oscillation de 2 à 3 volts. Pour obtenir une lecture commode, il faut donc utiliser un galvanomètre donnant 10 microampères pour la déviation totale.

L'utilisation d'un voltmètre électronique (fig. 199) est plus commode et élégante : il permet un branchement plus simple et une lecture directe de la tension d'oscillation. On mesure toujours le potentiel continu s'établissant sur la grille et qui est négatif par rapport à la masse. Pour ne pas varier les caractéristiques de l'oscillateur, on doit brancher, immédiatement à la grille, une résistance assez élevée. Si, dans le cas de la figure 199, la résistance interne du voltmètre électronique est de 1 MΩ, il faut multiplier la lecture par deux pour obtenir la tension d'oscillation exacte.

Si aucune oscillation ne se produit, on observe une tension de 0,5 à 1 V, due au courant direct de grille. Il est difficile d'indiquer les remèdes applicables pour chaque cas (augmentation de la tension d'alimentation, couplage plus serré, décalage d'une prise éventuelle, etc.). Quelquefois, on obtient même un meilleur fonctionnement en branchant l'enroulement d'entretien contrairement au sens conventionnel.

Dans le cas du montage de la figure 200, les oscillations cessent quand le trimmer de symétrie (C) est trop faible ; une super-réaction se produit quand sa valeur est trop forte. Pour le fonctionnement correct, elle doit être égale à la capacité grille-cathode du tube. Le réglage exact de ce trimmer se fait, comme nous le verrons plus tard, sur le minimum de rayonnement par l'antenne. Une super-réaction se traduit par une tension d'oscillation très forte (5 V ou plus) et un souffle audible dans le haut-parleur du récepteur.

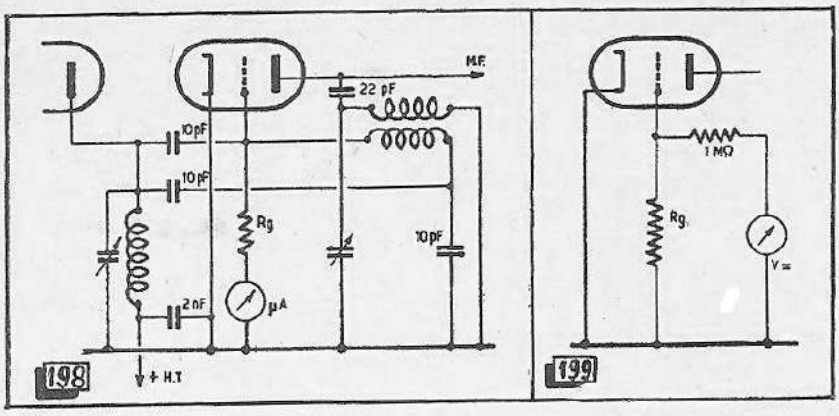


Fig. 198. — Mesure du courant d'oscillation.
Fig. 199. — Mesure directe de la tension d'oscillation.

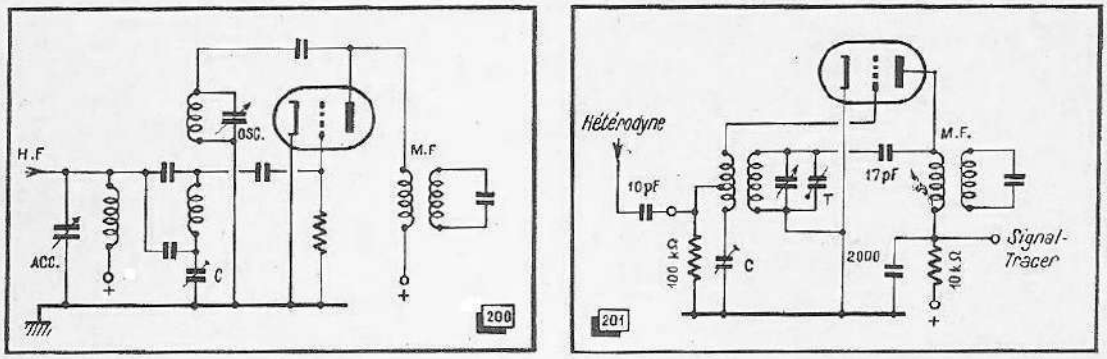


Fig. 200. — Le fonctionnement de l'oscillateur dépend du réglage du trimmer de symétrie (C).
Fig. 201. — A l'aide d'un signal-tracer et d'une hétérodyne, on peut régler un circuit oscillateur par la méthode des battements.

Réglage par récepteur de contrôle

Comme nous l'avons vu, le réglage de l'oscillateur par une hétérodyne n'est possible que si on a déjà pu se familiariser quelque peu avec la méthode elle-même et le bloc de bobinages utilisé. En tout cas, le travail est infiniment plus commode avec un récepteur de contrôle.

On commence par fermer le C. V. du récepteur ; et on règle la self-induction du circuit oscillateur de façon qu'il produise une fréquence de 85 ± 10,7 MHz, suivant le battement utilisé. Puis on règle, C. V. ouvert, sur 110,7 ou 89,3 MHz et recommence, au besoin, les deux manœuvres jusqu'à ce que l'oscillateur couvre la gamme voulue. Si le constructeur du bloc — et le cadran — indiquent des points d'alignement, on peut, évidemment, se référer à ceux-là.

Réglage par détecteur de battements

Une méthode d'alignement plus longue, mais également sûre, utilise un signal-tracer et une hétérodyne couvrant jusqu'à 30 MHz, ou plus, si possible. Dans presque tous les montages de conversion, on utilise (fig. 201) une résistance R, découplant la H. T. Le condensateur C étant relativement faible, une tension B. F. peut prendre naissance aux bornes de cette résistance R. En branchant le probe d'un signal-tracer au point A, on peut la rendre audible.

On peut ainsi observer le battement direct entre la fréquence de l'oscillateur et celle du signal injecté à la bobine d'antenne, battement se manifestant par le sifflement

caractéristique, quand les deux fréquences sont suffisamment voisines. Avec une hétérodyne couvrant jusqu'à 50 MHz, on entend, par exemple, ce sifflement quand on est réglé sur 45 MHz. Sans toucher aux réglages de l'oscillateur, on diminue maintenant la fréquence de l'hétérodyne pour entendre un nouveau battement, soit à 30 MHz. La fréquence de l'oscillateur est alors donnée par le plus petit commun multiple de ces fréquences, soit 90 MHz. Si le générateur ne couvre que jusqu'à 30 MHz, on peut repérer la fréquence de l'oscillateur, supposée toujours à 90 MHz, par deux battements à 30 et 22,5 MHz.

IV. — H.F. ET ACCORD

Accrochage

Ordinairement, c'est l'oscillateur qui doit « accrocher », et non pas l'amplificateur H. F. Or, si le contraire arrive à la mise au point d'un bloc de bobinages, on peut se consoler en pensant que l'on n'est pas le premier à observer un tel phénomène. Pour y voir clair, il convient de mettre l'amplificateur H. F. hors d'action (débrancher la H. T.) pendant la mise au point de l'oscillateur.

Inversement, on doit arrêter les oscillations locales pour voir si l'étage H. F. accroche. Dans ce cas, on constate, en utilisant l'une des méthodes que nous venons d'indiquer (fig. 198 et 199), l'existence d'une tension négative de plusieurs volts sur la grille de la convertisseuse.

L'accrochage peut provenir d'une capacité grille-plaque trop forte ou d'un couplage parasite entre les bobines L_1 et L_2 (fig. 202). Un neutrodynage n'est pas toujours facile, car le temps de transit devient sensible à ces fréquences et peut introduire un déphasage. Or, le circuit d'entrée devant passer une bande relativement large, il est souvent possible — et même avantageux — de faire cesser un accrochage en amortissant celui-là par une résistance de quelques milliers d'ohms branchée en parallèle.

Réglage

On règle d'abord le circuit à accord variable inséré dans la plaque de l'amplificatrice H. F. Comme, maintenant, la gamme couverte par l'oscillateur est connue, on peut parfaitement utiliser les harmoniques d'une hétérodyne qu'on branche sur les bornes d'antenne.

L'alignement se fait en deux points, qu'on choisit, généralement, à 87 et 98 MHz. Comme à l'alignement de l'amplificateur M. F., on mesure la composante continue de détection, et on règle sur déviation maximum, trimmer à 98 MHz, noyau à 87 MHz. On peut également utiliser un signal modulé en amplitude qu'on arrive toujours à percevoir en se réglant sur une bosse de la caractéristique de détection.

Finalement, on procède au réglage du circuit d'entrée sur 93 MHz environ. Ce réglage doit être assez flou, la variation de la tension de détection ne dépasse que rarement 10 % sur toute la course du noyau.

Pour obtenir un réglage exact, il convient d'attaquer la bobine d'antenne avec une impédance convenable. Si l'hétérodyne utilisée possède un câble de sortie de 75 Ω, il suffit de connecter, en série avec le bobinage d'antenne, une résistance de 220 Ω pour obtenir une adaptation à 300 Ω.

V. — MESURES SUR L'ENSEMBLE D'UN RECEPTEUR

Sensibilité et souffle

Pour la mesure de cette caractéristique et pour la plupart de celles qui suivent, on utilise des procédés de mesure bien connus de la A. M. Nous nous bornerons donc ici à indiquer certaines particularités.

On peut chiffrer la sensibilité d'un récepteur par la tension H. F. (en microvolts) qu'il faut appliquer à son entrée pour obtenir une puissance de sortie de 50 mW. La modulation est alors constituée par une excursion de 12 à 15 kHz sur une fréquence de 400 ou 800 Hz.

Une telle mesure est assez illusoire avec un récepteur sensible, possédant de larges réserves d'amplification B. F. et où il est possible de produire une puissance de sortie de 50 mW par le seul souffle des circuits d'entrée. Il est donc préférable

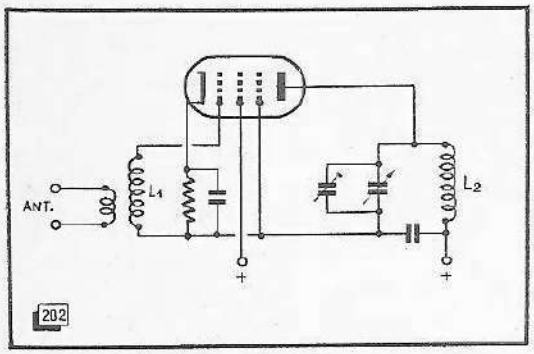


Fig. 202. — Un accrochage dans un étage H. F. peut être produit par un couplage parasite entre les bobines grille et plaque (L_1 et L_2).

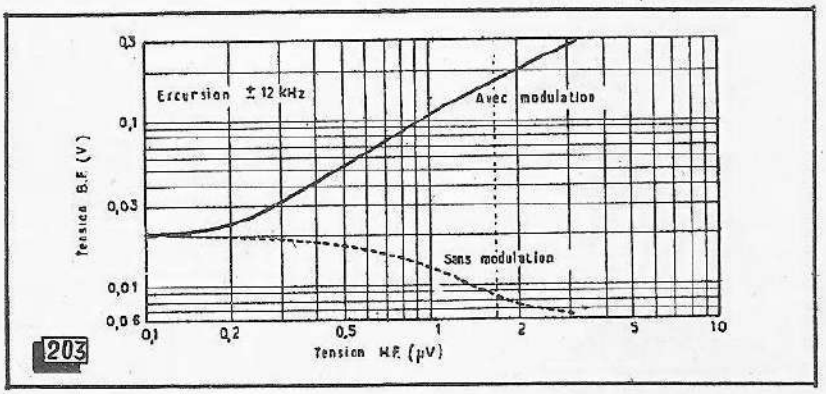


Fig. 203. — Courbes de sensibilité et de souffle.

de tracer une courbe de sensibilité et de définir un rapport signal/bruit. Dans ce but, on applique d'abord une entretenue pure à l'entrée du récepteur et on mesure la tension de souffle produite aux bornes du haut-parleur en variant l'amplitude du signal. On peut alors tracer une courbe telle que la ligne pointillée en figure 203.

Puis, on module le signal avec une excursion de 12 kHz, et on mesure de nouveau la tension de sortie B. F., pour tracer la courbe de sensibilité proprement dite (trait plein, fig. 203). C'est ainsi qu'on arrive à définir (trait pointillé vertical) un rapport signal/bruit de 26 dB pour un signal de 1,8 µV environ. La courbe que nous donnons en exemple a été relevée avec un récepteur « Loewe » et ne constitue nullement une performance extraordinaire. Le récepteur utilise une amplification H. F. par penthode suivie d'une conversion auto-oscillante par triode.

Sélectivité

Comme en A. M., on peut mesurer la sélectivité à signal de sortie constant. On applique, par exemple, une tension de 1 µV à l'entrée du récepteur et on mesure, après avoir réalisé l'accord exact, la composante continue de détection, ou la tension M. F. sur la plaque du dernier étage. Puis, on varie la fréquence du générateur en modifiant sa tension de sortie de façon à maintenir la tension lue précédemment.

L'effet de « masque » d'une émission par une autre étant assez important en F. M., il est préférable de travailler avec deux porteuses, modulées à excursion égale (12 à 15 kHz) avec deux fréquences différentes. L'une (signal utile) est à accorder exactement sur la fréquence de réception, et on varie l'autre (signal perturbateur) en fréquence et en amplitude. A la sortie du récepteur, on branche un amplificateur sélectif qui laisse passer toutes les fréquences sauf celle qui module le signal utile. Ainsi, on peut mesurer les bruits parasites produits par le signal perturbateur et comparer la tension correspondante à celle qu'engendrerait le signal utile dans les mêmes conditions. Les figures 204 et 205 donnent quelques courbes relevées à des niveaux de signal et avec des montages détecteurs différents.

Effet anti-parasites

Pour apprécier l'effet anti-parasites d'un récepteur F. M., on peut encore utiliser le principe exposé précédemment, et moduler en amplitude le générateur engendrant le signal perturbateur. On arrive à des conditions correspondant mieux au fonctionnement pratique en utilisant un générateur de bruit produisant une tension connue et en variant l'amplitude du signal utile. Il peut également être intéressant d'en varier l'excursion.

Finalement, on peut aussi utiliser un générateur modulé à la fois en amplitude et en fréquence. En faisant d'abord seulement un essai en F. M., on relève la tension obtenue avec une excursion donnée à la sortie du récepteur. Ensuite, on compense ce signal de sortie en appliquant la tension modulant le générateur, en amplitude et phase convenables, en opposition avec la tension de sortie du récepteur. On peut alors faire des essais avec des taux de modulation d'amplitude différents et comparer les tensions de sortie ainsi trouvées à celle qu'on avait obtenue au premier essai en F. M. pure.

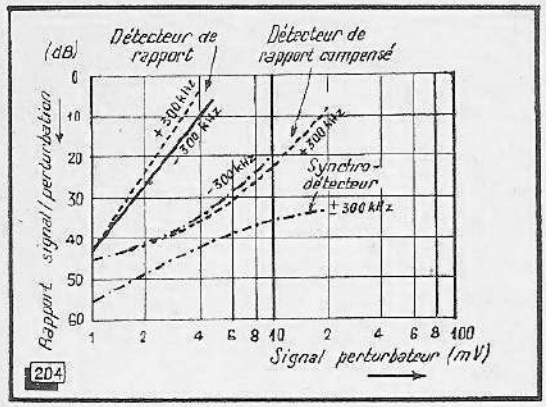
L'effet anti-parasites dépendant de plusieurs variables (amplitude des porteuses, excursion, taux A. M.), il est assez difficile de l'exprimer par un chiffre. De plus, on observe fréquemment que, sur deux récepteurs différents, l'un se montre supérieur du point de vue effet anti-parasites sous des conditions données, tandis que l'autre paraît meilleur dans des conditions différentes.

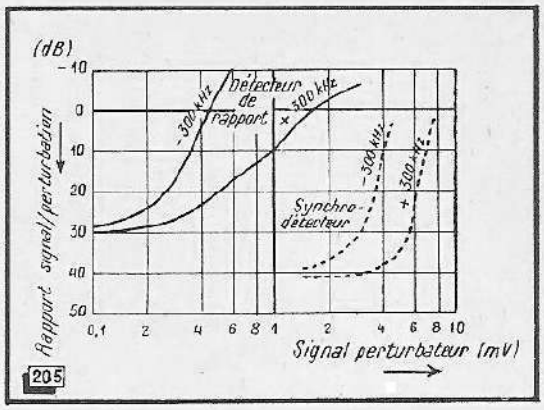
L'exemple de la figure 206 montre comment on peut traduire par des courbes les mesures relatives à l'effet anti-parasites.

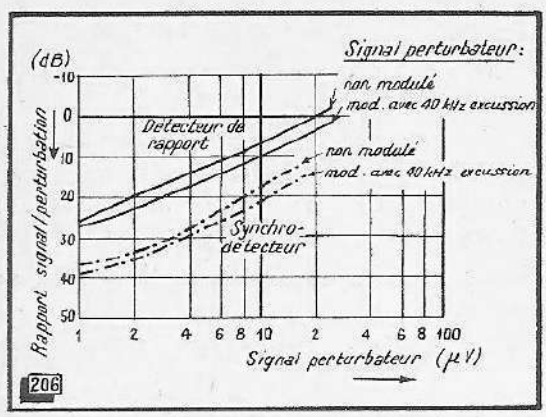
Rayonnement

L'oscillateur local rayonne principalement sur l'antenne, mais aussi par le châssis et le secteur. En fermant les bornes d'antenne sur leur impédance caractéristique, on peut mesurer la tension y prenant naissance. Une valeur de 50 mV est, en général, encore considérée comme tolérable. Dans le cas du montage de la figure 200, on peut régler le trimmer C sur un minimum du rayonnement.

Pour une mesure plus précise, il faut disposer le récepteur examiné sur un terrain assez plat, le munir d'une antenne d'une hauteur de 3 m sur le sol, et monter, à une







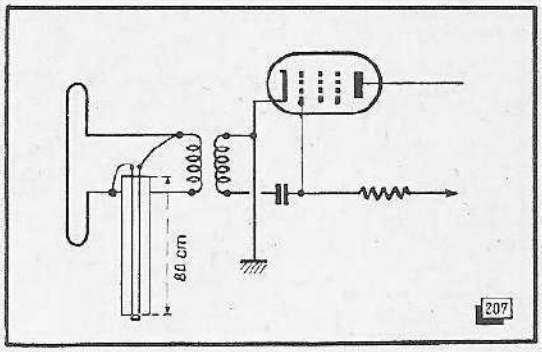


Fig. 204. — Essais de sélectivité : on applique à l'entrée un signal utile de 2 mV en série avec un signal perturbateur d'amplitude variable et de fréquence décalée de ± 300 kHz.

Fig. 205. — Mêmes essais, mais avec un signal utile de 20 μV seulement.

Fig. 206. — Essais d'effet anti-parasites : les signaux utiles (20 μV) et perturbateur (amplitude variable) sont de même fréquence.

Fig. 207. — Une ligne d'absorption empêche le rayonnement de l'harmonique 2 de l'oscillateur.

distance de 30 m, un récepteur étalonné muni d'une antenne semblable. Le champ ainsi capté ne doit pas dépasser 1 mV/m sur la fondamentale, et 200 μV/m sur l'harmonique 2, tombant dans la gamme T. V.

Les harmoniques des oscillateurs de récepteurs F. M. peuvent, en effet, causer des perturbations très gênantes dans les récepteurs T. V. Toutefois, il est relativement facile d'empêcher ce rayonnement de l'harmonique 2. Il suffit de connecter (fig. 207) une ligne bifilaire d'une longueur de 80 cm sur les bornes d'antenne. Sa longueur étant de $\lambda/4$ pour la fréquence de réception, elle constitue une impédance très élevée. Pour la fréquence de rayonnement, elle forme une ligne de court-circuit $\lambda/2$. On peut utiliser un morceau de câble d'antenne, coupé à la longueur nécessaire et dont les deux conducteurs sont court-circuités à une extrémité. Un enroulement bifilaire de la même longueur en fil de 30/100 exécuté sur une résistance de valeur élevée peut également faire l'affaire.

CHAPITRE XIII

LES ANTENNES

« Un récepteur ne peut être meilleur que son antenne. » Ce proverbe est encore valable pour la F. M. Toutefois, le collecteur d'ondes ne possède pas une importance aussi capitale que pour la télévision, la sensibilité des récepteurs F .M. étant de beaucoup plus élevée, et des réflexions, fantômes, etc., n'étant pas à craindre.

Nous n'avons pas l'intention de reprendre, dans ce chapitre, la théorie des antennes tant de fois exposée. Nous nous contenterons de citer quelques antennes d'usage courant, en indiquant leurs dimensions, leurs caractéristiques, ainsi que les particularités à observer pour leur montage.

Antennes incorporées

Un récepteur sensible permet de capter une émission locale avec un morceau de fil de 50 cm qu'on introduit dans une ou l'autre des broches d'antenne. Un fil passant par les trous du carton de fond arrière (fig. 208) peut donc suffire dans beaucoup de cas.

On obtient une sensibilité plus élevée en utilisant un câble bifilaire de 300 Ω (fig. 209) dont on court-circuite les extrémités. La « descente » est opérée en coupant un conducteur du câble en son milieu et en le reliant à un autre morceau de bifilaire de 300 Ω qu'on conduit à l'entrée du récepteur. Le tout sera replié pour revêtir les parois intérieures de l'ébénisterie.

Pour des ébénisteries de dimensions plus restreintes, on peut utiliser l'antenne indiquée dans la figure 210. Il s'agit d'un dipôle « chargé » aux extrémités (*a* et *b*). On peut l'exécuter en fil nu et le replier aux endroits convenables pour le loger, comme précédemment, à l'intérieur du meuble.

Le même principe est valable pour le dipôle de la figure 211, réalisé en papier métallisé et collé à l'intérieur de l'ébénisterie. La figure indique également la forme et les dimensions d'une boucle capable d'adapter l'impédance de ce dipôle pour une entrée à 300 Ω.

Antennes intérieures

La figure 212 montre un collecteur d'ondes bien connu en télévision. Son rendement est, toutefois, assez faible. Pour l'adapter à une entrée de 300 Ω, on peut encore utiliser la boucle indiquée dans la figure 211.

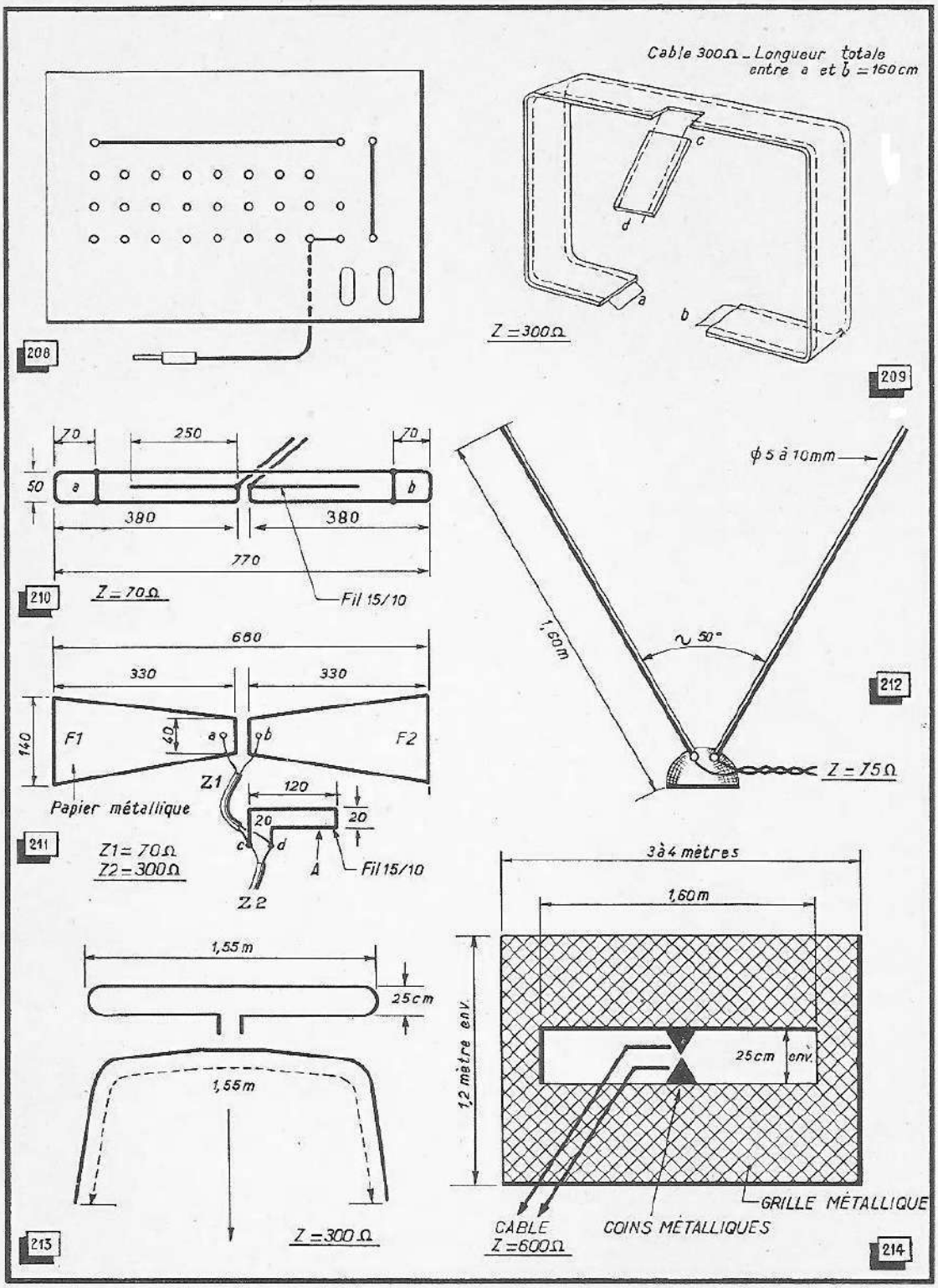


Fig. 208. — Antenne sur le fond arrière du récepteur. Une longueur de fil de 50 cm suffit à proximité d'un émetteur.

Fig. 209. — Dipôle replié logé à l'intérieur de l'ébénisterie.

Fig. 210. — Dipôle chargé aux extrémités par de simples « court-circuits ».

Fig. 211. — Dipôle en papier métallique avec transformateur d'impédances.

Fig. 212. — Antenne en V.

Fig. 213. — Dipôle replié et recourbé (vu en élévation et vu de dessus).

Fig. 214. — Antenne de grenier en grillage métallique.

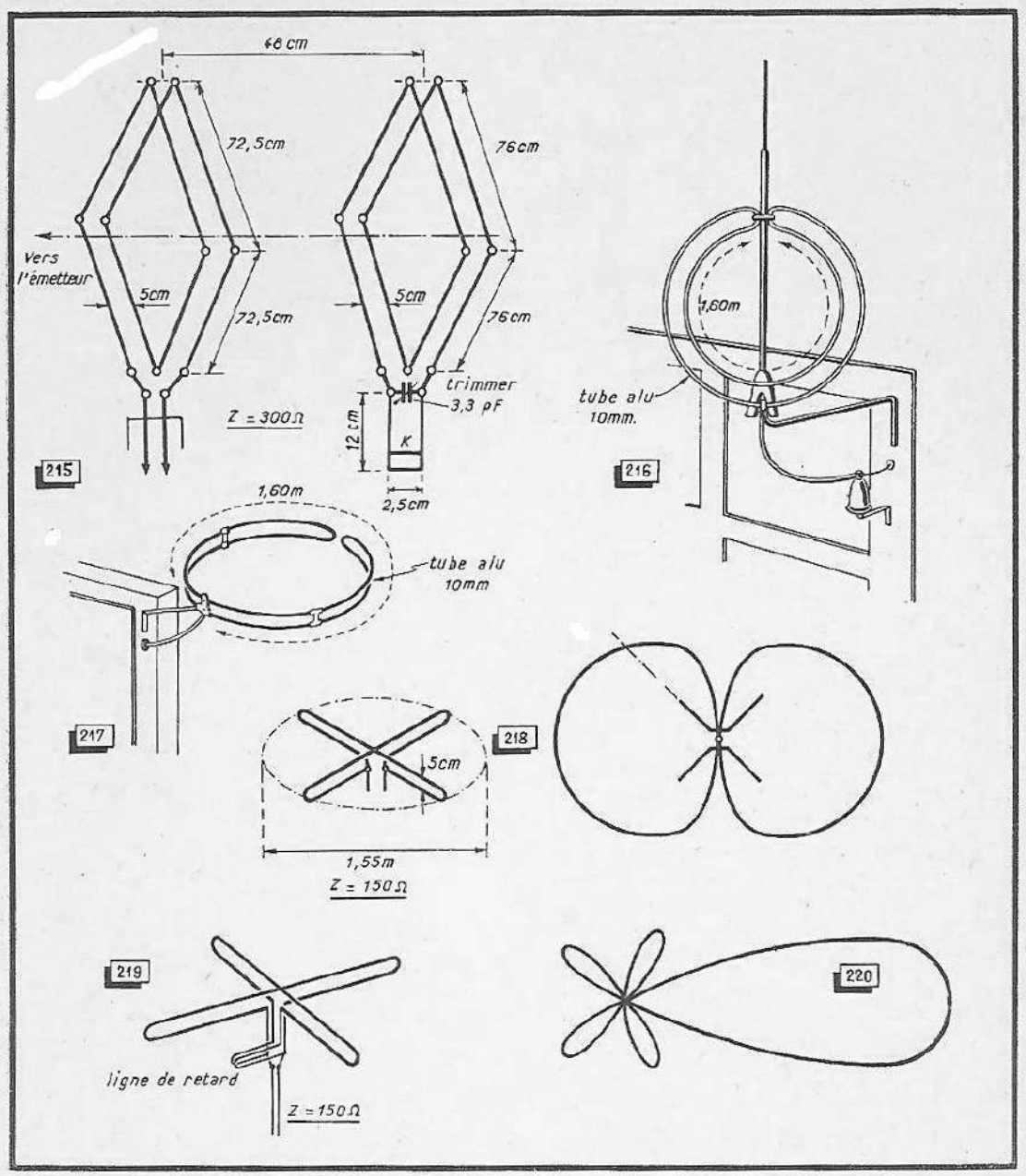
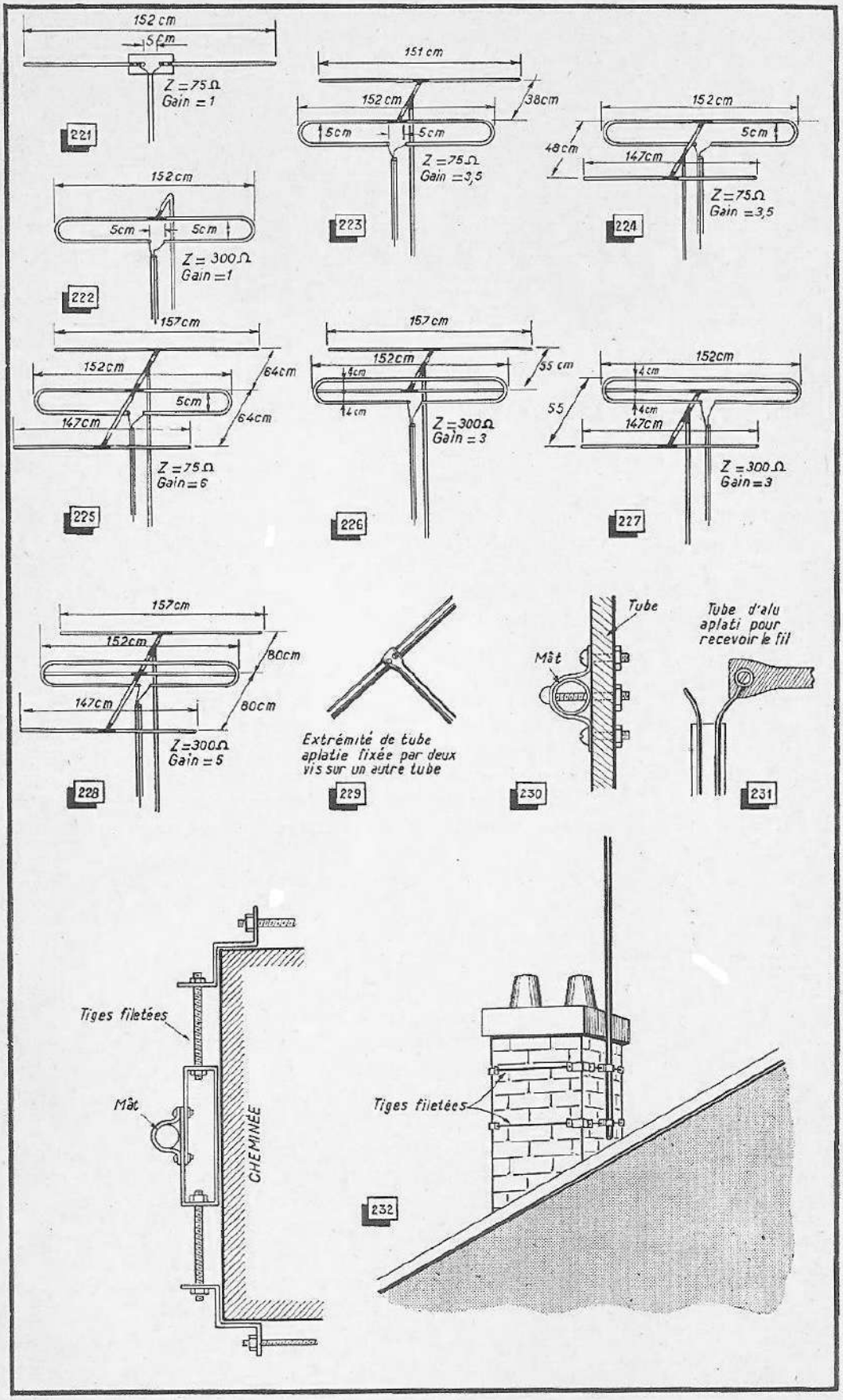


Fig. 215. — Antenne intérieure de dimensions très restreintes.
Fig. 216. — Antenne combinée A. M./F. M.
Fig. 217. — Dipôle circulaire en antenne de fenêtre.
Fig. 218. — Dipôles repliés croisés avec leur caractéristique de direction.
Fig. 219. — Le dipôle croisé à ligne de retard est une véritable antenne omnidirectionnelle.
Fig. 220. — Caractéristique de direction d'un dipôle replié avec réflecteur.
Fig. 221-222. — Dipôles ordinaire et replié.
Fig. 223. — Le réflecteur réduit l'impédance de ce dipôle replié à 75 Ω.
Fig. 224. — Dipôle replié à élément directeur.
Fig. 225. — Dipôle replié avec directeur et réflecteur.
Fig. 226. — L'impédance nominale de ce « double folded » est de l'ordre de 700 Ω ; le réflecteur la réduit à 300 Ω.
Fig. 227. — Dipôle doublement replié avec élément directeur.
Fig. 228. — Dipôle doublement replié avec directeur et réflecteur.
Fig. 229. — Procédé pour relier deux tubes sans soudure.
Fig. 230. — Fixation de l'antenne sur le mât.
Fig. 231. — Branchement du fil de descente.
Fig. 232. — Installation sur la cheminée.


152 cm
5 cm
Z = 75 Ω
Gain = 1
221
151 cm
152 cm
38cm
5cm
5cm
Z = 75 Ω
Gain = 3,5
223
152 cm
48cm
147cm
5cm
Z = 75 Ω
Gain = 3,5
224
152 cm
5cm
5cm
Z = 300 Ω
Gain = 1
222
157cm
152cm
64cm
5cm
147cm
64cm
Z = 75 Ω
Gain = 6
225
157 cm
152cm
4cm
35 cm
4cm
Z = 300 Ω
Gain = 3
226
152cm
4 cm
55
4cm
147cm
Z = 300 Ω
Gain = 3
227
157cm
152cm
80cm
147cm
80cm
Z = 300 Ω
Gain = 5
228
Extrémité de tube aplatie fixée par deux vis sur un autre tube
229
Tube
Mât
230
Tube d'alu aplati pour recevoir le fil
231
Tiges filetées
Mât
CHEMINÉE
Tiges filetées
232

Une antenne faiblement directive peut être constituée par un dipôle replié dont on courbe les extrémités. La figure 213 montre cet aérien vu par-devant et par-dessus. Sa bande passante sera d'autant plus large que le fil ou le tube utilisés sont plus épais. Le diamètre minimum est de 30/10 ; un meilleur résultat sera obtenu avec un tube d'aluminium de 10 mm de diamètre extérieur.

Avec des dimensions parfois prohibitives, l'antenne de la figure 214 possède un excellent rendement. Sa directivité, assez prononcée, s'exerce perpendiculairement au plan du dessin.

D'un aspect peu esthétique, l'aérien de la figure 215 consiste en une boucle réceptrice et une boucle réflectrice. Les deux sont à bobiner sur deux croix en bois ; celle du réflecteur est, comme le dessin l'indique, légèrement plus grande que la première.

Antennes extérieures omnidirectionnelles

On arrive à une antenne de dimensions relativement restreintes en donnant au dipôle replié une forme circulaire. Son orientation peut alors être soit verticale (fig. 216), soit horizontale (fig. 217), et cela indépendamment de la polarisation de l'émission, toujours horizontale pour la F. M. Les dessins, faits d'après des modèles industriels, montrent des pièces isolantes spéciales ; mais on peut facilement les remplacer par des plaquettes d'isolant H. F.* sur lesquelles on visse le tube. L'antenne de la figure 216 comporte également une tige téléscopique pour la réception en A. M.

Une antenne quasi omnidirectionnelle est montrée dans la figure 218 avec sa caractéristique de direction. On peut faire de ces dipôles croisés un aérien à caractéristique uniforme (fig. 219) en alimentant un des éléments par une ligne à retard, qui consiste en un morceau de câble de 300 Ω d'une longueur de 160 cm connectant l'élément relié à la descente avec l'autre et qu'on peut laisser pendre librement. Les deux points « froids » des dipôles (au-dessus du branchement) peuvent être soudés ensemble, et le mât de fixation peut y aboutir. En superposant plusieurs de ces éléments, on obtient l'antenne « moulinet », fréquemment utilisée par les émetteurs F. M. et T. V.

Antennes directives

Dans le cas où ne peut être reçu que le champ relativement faible d'un seul émetteur, une antenne directive est avantageuse. Vu l'encombrement plus grand qu'en télévision 819 lignes, on n'utilise pas, en pratique, des aériens à plus de trois éléments. Avec deux éléments, on obtient déjà, en effet, une directivité très appréciable (fig. 220).

Le choix des types d'antennes représentés dans les figures 221 à 228 a été guidé par le fait que les câbles qu'on trouve couramment dans le commerce, ainsi que les entrées de récepteurs, sont presque exclusivement prévus pour des impédances de 75 ou 300 Ω. Le gain ou la réduction de l'encombrement qu'on pourrait obtenir avec des impédances différentes sont, d'ailleurs, minimes.

Le matériau utilisé est de préférence le tube aluminium de 10 mm. On évitera les métaux ferreux, surtout à cause de leur poids. On peut, toutefois, utiliser du tube d'acier pour le mât.

Toutes les dimensions étant indiquées dans les dessins, nous pensons qu'un commentaire plus ample serait superflu.

Les problèmes mécaniques

Le moyen idéal pour réunir deux tubes d'aluminium est, évidemment, la soudure. A défaut, on peut utiliser le procédé de la figure 229 : on aplatit l'extrémité d'un tube et on la fixe sur l'autre à l'aide de deux vis les traversant de part en part.

Pour fixer l'antenne sur le mât, on peut utiliser la disposition indiquée figure 230. Il est évident que ce procédé est également applicable à la construction de l'antenne même.

Le branchement du câble sur l'extrémité du dipôle nécessite un soin particulier, les contacts sur l'aluminium s'oxydant à la longue. On évitera, notamment, de mettre en présence deux métaux de potentiels de contacts différents. C'est ainsi qu'on constaterait une *corrosion rapide* en fixant, sur l'aluminium, un fil étamé avec une vis en laiton. Une vis en aluminium et un fil en cuivre rouge seront préférables. Pour obtenir une surface de contact suffisante, on peut encore aplatir une extrémité du tube (fig. 231). Une protection supplémentaire peut être obtenue en glissant une gaine isolante sur le point de branchement. On attache le câble en plusieurs points sur le mât, pour éviter des efforts mécaniques sur le raccord.

Enfin, nous arrivons au problème qu'on doit souvent résoudre en premier lieu : celui de la fixation de l'antenne sur le toit. La cheminée constitue, en général, le point de fixation le plus commode, à condition, évidemment, qu'elle soit assez solide ! La figure 232 montre comment on peut procéder ; le matériel utilisé ne consiste qu'en fer plat, quelques mètres de tige filetée et quelques écrous. Il est recommandé de prévoir des écrous de blocage, que nous n'avons pas fait figurer dans le dessin.

APPENDICE

THEORIE DE LA MODULATION

Modulation d'amplitude

Soient

$h = H \cos(\omega_h t)$ la porteuse (H. F.) et

$b = B \cos(\omega_b t)$ la fréquence de modulation (B. F.)

et le taux de modulation

$$M_a = \frac{B}{H}$$

d'où, pour le produit de la modulation

$$u_m = H \cos(\omega_h t) + M_a H \cos(\omega_h t) \cos(\omega_b t).$$

En appliquant la règle trigonométrique bien connue

$$\cos a \cdot \cos b = \frac{1}{2}\cos(a - b) + \frac{1}{2}\cos(a + b)$$

il vient, avec $M_a H = B$,

$$u_m = H \cos(\omega_h t) + \frac{B}{2}\cos(\omega_h - \omega_b) t + \frac{B}{2}\cos(\omega_h + \omega_b) t$$

où on retrouve la porteuse

$$H \cos(\omega_h t)$$

et les deux bandes latérales

$$\frac{B}{2}\cos(\omega_h - \omega_b) t \quad \text{et} \quad \frac{B}{2}\cos(\omega_h + \omega_b) t$$

Modulation de phase

Partons encore de la porteuse

$h = H \cos (\omega_h t + \varphi_h)$ et de la fréquence de modulation

$b = B \cos (\omega_b t)$

Comme l'angle de phase φ_h doit varier au rythme de la modulation, on peut alors écrire

$$\varphi(t) = \varphi_h + \Delta\varphi \cdot \cos \omega_b t,$$

où on peut négliger, en général, φ_h, angle de phase au repos. $\Delta\varphi$ signifie l'excursion de phase [$\Delta\varphi = f(B)$].

Pour le produit de la modulation, on peut donc écrire

$$u_m = H \cos (\omega_h t + \Delta\varphi \cos \omega_b t).$$

Une expression équivalente au taux de modulation A. M. pourrait s'écrire

$$M_{ph} = \frac{\Delta\varphi}{\omega_h t} \qquad \text{d'où}$$

$$u_m = H \cos \left(\omega_h t + \frac{\Delta\varphi}{\omega_h t} \cdot \cos \omega_b t\right). \qquad (1)$$

Modulation de fréquence

Considérant dans

$$h = H \cos (\omega_h t) \quad \text{[porteuse]}$$

ω_h comme variable avec la modulation, ses variations sont de la forme

$$\omega_h + \Delta\omega \cos \omega_b t, \qquad (2)$$

si

$b = B \cos (\omega_b t)$ est la fréquence de modulation.

On sous-entend, comme précédemment, que l'amplitude B soit proportionnelle à $\Delta\omega$.

Or, l'expression (2) n'est pas un angle, mais une variation d'angle, ou une vitesse angulaire. On peut aussi la considérer comme un angle balayé au rythme de la modulation et composé d'un nombre infini d'angles élémentaires. Pour remplacer ω_h dans la formule de la porteuse, on doit donc calculer

$$\int (\omega_h + \Delta\omega \cos \omega_b t) \cdot dt,$$

intégrale qui se calcule facilement par substitution en remarquant que

$$\int \cos a x \cdot dx = \frac{1}{a} \sin a x$$

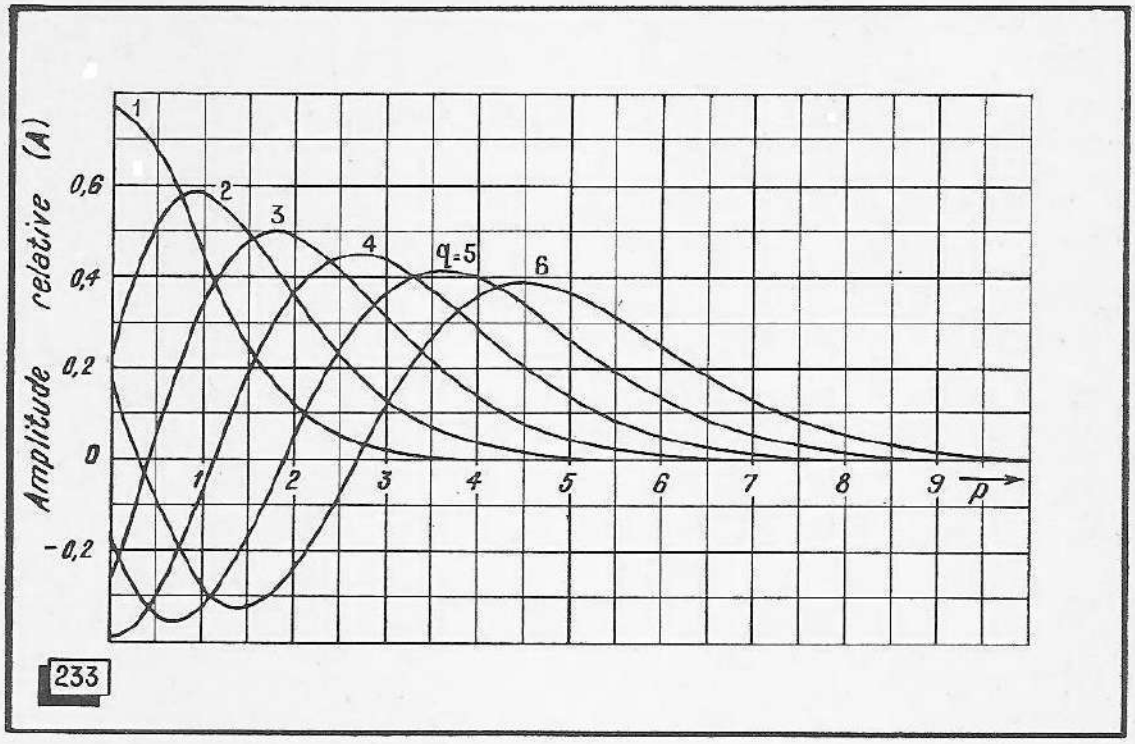
On obtient alors

$$(\omega_h t)_m = \omega_h t + \frac{\Delta\omega}{\omega_b} . \sin \omega_b t ;$$

et, en portant cette expression dans la formule de la porteuse

$$u_m = H \cos (\omega_h t + \frac{\Delta\omega}{\omega_b} . \sin \omega_b t). \qquad (3)$$

On reconnaît une grande analogie entre les expressions (1) et (3) ; le fait qu'un cosinus se trouve remplacé par un sinus n'a qu'une importance théorique et très réduite.



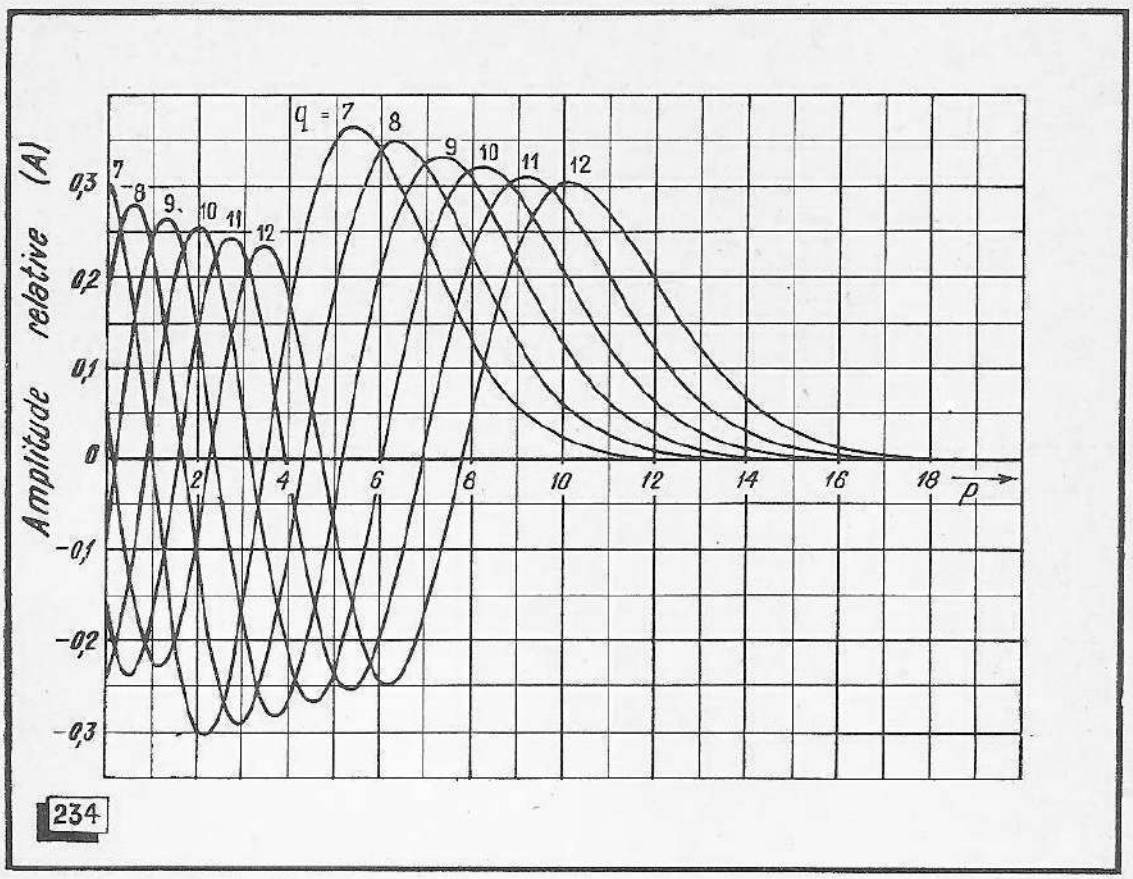
Comparant toujours les expressions (1) et (3), on peut poser

$$\Delta\varphi = \frac{\Delta\omega}{\omega_b} = q. \qquad (4)$$

On appelle q l'excursion relative et $\Delta f = \frac{\Delta\omega}{2\pi}$ l'excursion de fréquence.

D'après (4) on voit que, en *modulation de phase*, l'excursion de phase est proportionnelle à l'amplitude de modulation seulement, tandis que l'excursion de fréquence l'accompagnant est proportionnelle et à l'amplitude, et à la fréquence de modulation.

En *modulation de fréquence*, par contre, l'excursion de fréquence ne dépend que de l'amplitude de modulation, tandis que l'excursion de phase l'accompagnant est inversement proportionnelle à la fréquence de modulation.



Fréquences latérales en F.M.

Le calcul des fréquences latérales naissant d'un modulateur de fréquence est possible par les fonctions de Bessel, données sous forme graphique dans les figures 233 et 234.

Sur chaque courbe, on a indiqué l'excursion relative $\frac{\Delta\omega}{\omega_b} = q$ pour laquelle elle est valable. En abscisse est porté le rang de chaque fréquence latérale dont la distance à la suivante est, comme on le sait, égale à la fréquence de modulation ω_b. En rejoignant, de la fréquence latérale du rang choisi, la courbe de l'excursion relative donnée, on trouve, sur l'ordonnée, l'amplitude (A) de la fréquence latérale, relative à une porteuse non modulée. Le signe de A renseigne sur la position de phase de la fréquence latérale correspondante.

BIBLIOGRAPHIE

A. HUNT, Frequency Modulation, *McGraw-Hill*, New York, 1942;

P. BESSON, La Modulation de Fréquence, *Chiron*, Paris, 1949;

E. AISBERG, La Modulation de Fréquence et ses Applications, *Editions Radio*, Paris, 1945;

H. RICHTER, F. M. et Ondes Métriques, *Dunod*, Paris;

R. DE SCHEPPER, Schémas de Récepteurs pour Modulation de Fréquence, *Editions Radio*, Paris, 1953.

H. ROTHE, Die Röhre im UKW-Empfänger, *Franzis-Verlag*, Munich, 1953.

PÉRIODIQUES :

Electronics, New York.

Funkschau, Munich.

Funk-Technik, Berlin.

QST, West Hartford.

Radio Mentor, Berlin.

Radio Electronics, New York.

Radio-Technik, Vienne.

Télévision, Paris.

Toute la Radio, Paris.

Wireless Engineer, Londres.

Wireless World, Londres.

TABLE DES MATIÈRES

PRÉFACE 5

Principes de la modulation de fréquence.

L'embarras des longueurs d'onde 7
Qu'est-ce que la modulation de fréquence 8
Excursion et taux de modulation 8
Les bandes latérales 10
L'effet anti-parasites 11
La préaccentuation 12
La dynamique orchestrale 12
Le principe de la détection F. M. 12

Les étages d'amplification H. F.

Nécessité d'une amplification H. F. 15
Amplificateur commandé par la grille 15
Résistance d'entrée d'une lampe 16
Résistance équivalente de souffle 17
Amplificateur commandé par la cathode 18
Amplificateur cascode 20
Cascode neutrodyné 21

Le changement de fréquence.

Le choix de la moyenne fréquence 24
Le problème de la monocommande 24
Conversion multiplicative 26
Conversion additive à oscillateur séparé 26
Conversion additive auto-oscillante 28
Désamortissement du premier circuit M. F. 31
Les bobines d'arrêt 32
Stabilité de la fréquence locale 34
Calcul du gain de conversion 36
Calcul de la réaction M. F. 36

Amplification moyenne fréquence.

La largeur de bande nécessaire 39
Les circuits de liaison 41
Calcul du gain d'un étage M. F. 43
Distorsion de phase 44
Réaction dans un étage M. F. 46
Tendance à l'accrochage 47
Couplages parasites et découplages 48

Le neutrodynage 50
La construction des bobinages M. F. 52
Mesures sur les bobinages 54

Les limiteurs d'amplitude.

Limiteur idéal 57
Limiteur par diodes 57
Limiteur amortisseur 58
Détection grille 60
Penthode sous-alimentée 62
Dynatron 62
Tension de seuil et tension d'attaque 64

Les détecteurs F. M.

Le détecteur symétrique.

Principe de la détection F. M. 67
Principe du détecteur de phase 67
Rendement d'un détecteur F. M. 70
Conception du détecteur symétrique 71
La sélectivité d'un détecteur F. M. 72
Amortissement des circuits du détecteur 73
Le rapport L/C des circuits du détecteur 74
L'importance de la symétrie 75
Variantes du détecteur symétrique 76

Le détecteur de rapport.

Fonctionnement 77
L'effet anti-parasites 77
Le choix des valeurs 78
Montage pratique 79

La détection multiplicative.

Principe 81
Limitation 82
Montages pratiques 82
Tube à faisceau déclenché 85

Le synchro-détecteur.

Principe 87
Réalisation de l'oscillateur synchronisé 88
Synchro-détecteur multiplicatif 90

Construction des bobinages.

La symétrie des enroulements 92
Données pratiques pour l'établissement des bobinages 94

Montages reflex.

A propos de certains préjugés 95
Montages pratiques 95
Utilisation triple d'une lampe 97

Circuits auxiliaires.

Antifading 100
Indicateur d'accord 102
Indicateur spécial F. M. 6 AL 7 106
Accord silencieux 107
Accord automatique 110
Contre-réaction d'enveloppe 111

Technique des récepteurs combinés.

Considérations sur la commutation 113
Etage M. F. commun 114
Utilisation de la convertisseuse A. M. en amplificatrice M. F.-F. M. . 116
Utilisation de toutes les lampes en A. M. comme en F. M. 118
Antenne commune 120
Bobinages combinés 120
Accord combiné 125
Action parasite des circuits inutilisés 126

Amplification B. F.

Particularités de l'amplification d'un signal F. M. détecté 127
Equilibre entre aiguës et graves 127
Extrêmes aiguës 128
Exemples de réalisation 128
Deux étages de préamplification B. F. 131

Les appareils de mesure.

Moyens et méthodes 132
Caractéristiques d'un générateur F. M. 132
Les modulateurs de fréquence 133
Impédances électroniques 134
Montage pratique à impédance électronique 135
L'oscillateur entraîné 136
Modulateurs F. M. au Ferroxcube 137
Réalisation d'un générateur A. M./F. M. 140
Mesure de l'excursion d'un modulateur de fréquence 142
Mesure de la modulation d'amplitude parasite 143
Récepteur de contrôle 144

Mesures et mise au point.

Le chemin à suivre 146

Amplificateur M. F.

Branchements à effectuer 146
Réaction 147
Largeur de bande de l'amplificateur entier 148
Mesures dynamiques 149
Distorsion de phase 150

Détecteur.

Caractéristique de détection 151
Réglage 152
Ennéode 152
Mise au point dynamique d'un détecteur de rapport 153

Oscillateur.

Présence des oscillations 154
Réglage par récepteur de contrôle 155
Réglage par détecteur de battements 155

H. F. et accord.

Accrochage 156
Réglage 156

Mesures sur l'ensemble d'un récepteur.

Sensibilité et souffle 157
Sélectivité 158
Effet anti-parasites 158
Rayonnement 158

Les antennes.

Antennes incorporées 160
Antennes intérieures 164
Antennes extérieures omnidirectionnelles 164
Antennes directives 164
Les problèmes mécaniques 165

Appendice.

Théorie de la modulation.

Modulation d'amplitude 166
Modulation de phase 167
Modulation de fréquence 167
Fréquences latérales en F. M. 169

BIBLIOGRAPHIE 170

Tous les progrès de l'électronique, toutes les applications des tubes et des semi-conducteurs dans tous les domaines de l'industrie sont décrits dans

ELECTRONIQUE INDUSTRIELLE

Paraît tous les deux mois

Le numéro : 300 francs ★ **Abonnement d'un an (6 numéros) : France 1.500 frs** — **Etranger 1800 frs**

DEUX NOUVEAUX OUVRAGES TECHNIQUES

REPRODUCTION SONORE A HAUTE FIDÉLITÉ

par G. A. BRIGGS

Haut-parleurs, baffles, enceintes acoustiques et pavillons. — Acoustique architecturale. — Enregistrement magnétique et sur disques. — Pick-ups et têtes de lecture.

Un beau volume de 368 pages avec 315 illustrations (dont 80 oscillogrammes originaux et nombre de photomicrographies) sous couverture en 3 couleurs.

PRIX : **1.800** francs. — Par poste : **1.980** francs.

TECHNIQUE ET APPLICATIONS DES TRANSISTORS

par H. SCHREIBER

Propriétés, fonctionnement, technologie, contrôle, mesures et utilisation des transistors à jonctions et à pointes.
Toute la théorie, mais aussi toute la pratique.

Un volume de 160 pages, illustré de 178 figures, sous couverture 2 couleurs.

PRIX : **720** francs. — Par poste : **792** francs.

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO 9, rue Jacob - PARIS-6e
C. Ch. P. Paris 1164-34

LES MEILLEURS LIVRES DE RADIO

L'OSCILLOGRAPHE AU TRAVAIL, par **F. Haas.** —Description d'une centaine de montages de mesure et interprétation de 252 oscillogrammes relevés par l'auteur.
252 pages, format 16-24 ..... **750 fr.**

LA PRATIQUE DE L'AMPLIFICATION ET DE LA DISTRIBUTION DU SON, par **R. de Schepper.** — Les principales notions d'acoustique ; description des différents types de pick-ups, microphones et haut-parleurs; calcul, réalisation et installation des amplificateurs.
320 pages, format 15-24 ..... **540 fr.**

LA PRATIQUE DE LA CONSTRUCTION RADIO, par **E. S. Fréchet.** — Ouvrage permettant de suivre pas à pas la réalisation d'un récepteur de radio en le construisant soi-même, d'après les indications fournies.
80 pages, 66 figures dont 3 photos, format 13-22 ..... **360 fr.**

RADIO-TUBES, par **E. Aisberg, L. Gaudillat** et **R. de Schepper.** — Une documentation unique donnant instantanément et sans aucun renvoi toutes les valeurs d'utilisation et culottages de toutes les lampes usuelles. Reliure spéciale avec anneaux en matière plastique.
176 pages, format 13-22 ..... **500 fr.**

REALISATION DE L'OSCILLOGRAPHE CATHODIQUE, par **R. Gondry.** — Cet ouvrage est la suite logique de « Principes de l'Oscillographe cathodique ».
178 pages, format 13-21 ..... **360 fr.**

REGLAGE ET MISE AU POINT DES TELEVISEURS par l'interprétation des images sur l'écran, par **F. Klinger.** — 96 photos d'images avec commentaire, tableau synoptique de dépannage et de mise au point.
Album de 24 pages, format 27-21; couverture bristol ..... **300 fr.**

SCHEMAS D'AMPLIFICATEURS BASSE-FREQUENCE, par **R. Besson.** — 18 schémas d'amplificateurs de 2 à 40 watts avec description détaillée des accessoires et particularités de chaque montage.
72 pages, format 27-21 ..... **270 fr.**

SCHEMAS DE RADIORECEPTEURS, par **L. Gaudillat.** — Schémas de récepteurs alternatifs et universels avec valeurs de tous les éléments.
Fascicule premier (32 pages, 21-27) ..... **180 fr.**
Fascicule second (32 pages, 21-27) ..... **180 fr.**
Fascicule trois (16 pages, 21-27), (lampes rimlock) ..... **180 fr.**

SCHEMAS DE RECEPTEURS POUR MODULATION DE FREQUENCE, par **R. de Schepper.** — Théorie et pratique de la F. M. avec 9 schémas détaillés de récepteurs.
40 pages, format 21-27 ..... **360 fr.**

SCHEMATHEQUE 52. — Description détaillée des 80 récepteurs les plus répandus en 1952.
116 pages, format 21-27 ..... **720 fr.**

SCHEMATHEQUE 53. — Description et schémas des principaux récepteurs et téléviseurs actuels.
112 pages, format 21-27 ..... **720 fr.**

SCHEMATHEQUE 54. — Schémas détaillés des récepteurs et téléviseurs type 1954.
112 pages, format 21-27 ..... **720 fr.**

SCHEMATHEQUE 55. — Schémas commentés des récepteurs radio et TV, type 1955.
96 pages, format 21-27 ..... **720 fr.**

TECHNIQUE DES HYPERFREQUENCES, par **A. V. J. Martin.** — Production, propagation et mesures des ondes centimétriques.
204 pages, format 13-21 ..... **660 fr.**

TECHNIQUE ET APPLICATIONS DES TUBES ELECTRONIQUES, par **H. J. Reich.** — Un cours complet sur la théorie et l'utilisation des tubes électroniques dans l'électronique et dans les télécommunications.
320 pages, format 16-24 ..... **1.080 fr.**

TELEVISION DEPANNAGE, par **A. V. J. Martin.** — Un ouvrage indispensable pour les dépanneurs et metteurs au point.
176 pages, format 16-24 ..... **600 fr.**

LA TELEVISION ?... MAIS C'EST TRES SIMPLE ! par **E. Aisberg.** — Un ouvrage sérieux sous une forme agréable; indispensable aux débutants en télévision.
168 pages, format 18-23 ..... **600 fr.**

TRANSFORMATEURS RADIO, par **Ch. Guilbert.** — Calcul et réalisation des transformateurs d'alimentation, des transformateurs B. F. et des inductances de filtrage. Conseils sur l'utilisation des transformateurs.
64 pages, format 16-24 ..... **240 fr.**

MAJORATION DE 10 % POUR FRAIS D'EXPÉDITION (minimum 30 fr.)

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

9. rue Jacob - PARIS VI^e^ C. P. 1164-34

POUR RESTER « A LA PAGE », lisez

TOUTE LA RADIO

Revue mensuelle de technique expliquée et appliquée
Fondée en 1934

DIRECTEUR : **E. AISBERG**

◆

Réputée dans le monde entier comme la principale revue technique française de radio, TOUTE LA RADIO tient ses lecteurs au courant de tous les progrès de l'électronique, des télécommunications et de la télévision. Rédigée par une élite de techniciens, elle s'adresse à tous les spécialistes de la radio.

LE NUMERO FRANCO : **160 FR.**

TÉLÉVISION

Magazine mensuel fondé en 1939

DIRECTEUR : **E. AISBERG**

◆

Théorie et pratique de la nouvelle technique de la transmission des images et ses développements les plus récents dans le monde. Réalisation des récepteurs de télévision et des appareils de mesure correspondants. Conseils pour la mise au point et le dépannage des téléviseurs. Confection des bobinages. Revue de la presse étrangère spécialisée. Examen de nouvelles pièces détachées.

LE NUMERO FRANCO : **130 FR.**

RADIO CONSTRUCTEUR & DÉPANNEUR

Revue mensuelle de pratique radioélectrique
Fondée en 1937

Rédacteur en chef : **W. SOROKINE**

◆

C'est la revue des techniciens, dépanneurs et agents techniques. Dans chaque numéro, elle publie de nombreux montages de récepteurs, amplificateurs, appareils de mesure, émetteurs, etc., avec schémas, photographies et plans de câblage rendant leur réalisation aisée. Abondante documentation pratique et études de perfectionnement instructives.

LE NUMERO FRANCO : **130 FR.**

électronique *industrielle*

Revue bimestrielle de technique moderne destinée aux promoteurs et aux utilisateurs des méthodes et appareils électroniques.

◆

Toutes les applications de l'électronique à tous les domaines de l'industrie.

LE NUMERO FRANCO : **310 FR.**

Nos revues n'étant mises en vente que chez certains libraires ou marchands de journaux, le meilleur moyen de s'en assurer le service est de souscrire un abonnement. — Conditions et bulletin adressés sur demande.

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

9, rue Jacob - PARIS (6e)

Téléphone : ODEon 13-65 — C. C. P. Paris 1164-34